SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

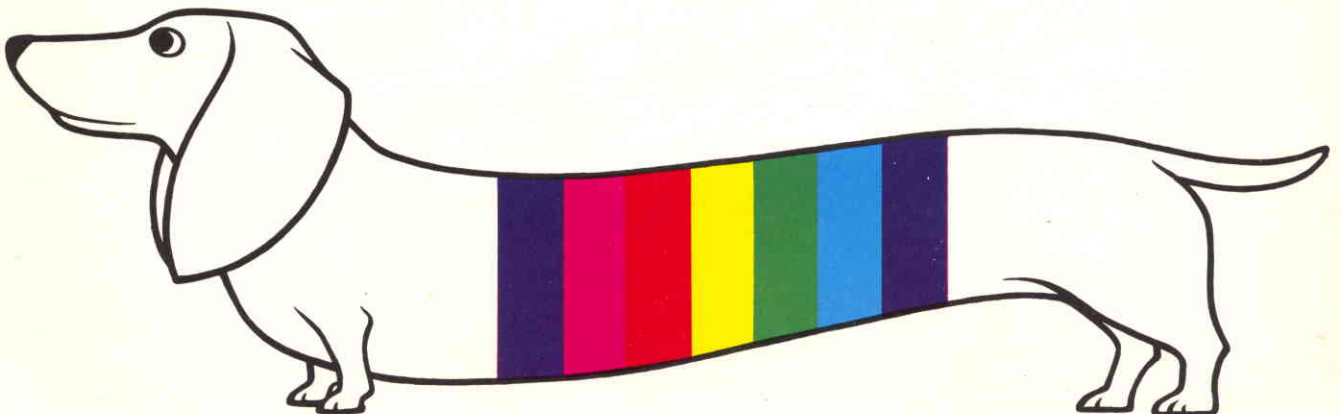
10

L. 1000

OTTOBRE

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - OTTOBRE 1975

il televisore a colori fedelmente tuo

è in edicola

MILLECANALI

RAI/REGIONI. VENEZIA: QUANTE TELECAMERE HA LA RAI?
TV MALTA PER IL SUD
UNDICI CANALI PER L'ALSAZIA
TELENAPOLI: LA PIU' GRANDE
SOFTWARE: MODELLI DI ESPRESSIONE VIDEO
ALTERNATE TELEVISION MOVEMENT
PERCHE' GLI ARTISTI USANO IL VIDEOTAPE
APPARECCHI PER UNA STAZIONE RADIOTRASMITTENTE
RISERVATO AI DISC-JOKEY
COME DIVENTARE PROFESSIONISTI DEL VIDEOREGISTRATORE
VT PORTATILI: A CHE SERVE IL COLORE

l'unica rivista italiana di Radiotelevisione Audiovisivi e Comunicazione

a sole **L. 800**

un numero da non perdere!

DOVE ACQUISTARLA

L'abbonamento è il mezzo più conveniente per ricevere a casa **«MILLECANALI»**. Tuttavia, se non siete ancora abbonati potete acquistarla

NELLE STAZIONI FERROVIARIE di...

Alessandria, Ancona, Ascoli, Bari, Bergamo, Bologna, Brescia, Cagliari, Catania, Como, Ferrara, Firenze, Forlì, Genova, L'Aquila, Livorno, Messina, Milano, Napoli, Novara, Padova, Palermo, Parma, Pavia, Perugia, Pescara, Piacenza, Ragusa, Reggio Calabria, Reggio Emilia, Roma, Torino, Trento, Treviso, Trieste, Udine, Varese, Venezia, Verona, Vicenza

...e NELLE EDICOLE PIU' IMPORTANTI di...

Ancona, Bologna, Brescia, Cagliari, Firenze, Genova, Livorno, Milano, Napoli, Palermo, Parma, Pescara, Piacenza, Reggio Emilia, Roma, Torino, Trieste, Udine, Venezia

COME ABBONARSI

Per un anno (1976) **L. 8.000** anziché L. ~~9.600~~
Per due anni (1976-1977) **L. 15.000** » L. ~~19.200~~

I versamenti vanno indirizzati a: Millecanali
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione di assegno circolare, cartolina vaglia o usando il c/c postale n° 3/56420

N.B. - Chi sottoscriverà un abbonamento biennale riceverà in omaggio anche gli ultimi 3 numeri del corrente anno.

Editore: J.C.E
Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI

Sped. in abb. post. Gr. III/70

Ottobre 1975

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Giuseppe Contardi
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Domenico Serafini
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.000
Per l'Estero L. 14.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

CAMPAGNA ABBONAMENTI 1976

le nostre proposte

PROPOSTA « A »

Abbonamento **1976** a
SPERIMENTARE
L. 7.000 anziché **L. ~~8.400~~**

\+ **1 DONO**
- Carta di sconto GBC 1976

PROPOSTA « D »

Abbonamento **1976** a
SPERIMENTARE + SELEZIONE RADIO-TV
L. 16.500 anziché **L. ~~20.400~~**

\+ **4 DONI**
- Carta di sconto GBC 1976
- Volume equivalenze e caratteristiche transistori
- Volume equivalenze e funzioni circuiti integrati
- Indice 1975 di Selezione Radio-TV

PROPOSTA « B »

Abbonamento **1976** a
SELEZIONE RADIO-TV
L. 10.000 anziché **L. ~~12.000~~**

\+ **3 DONI**
- Carta di sconto GBC 1976
- Volume equivalenze e caratteristiche transistori
- Indice 1975 di Selezione Radio-TV

PROPOSTA « E »

Abbonamento **1976** a
SELEZIONE RADIO-TV + ELETTRONICA OGGI
L. 24.500 anziché **L. ~~30.000~~**

\+ **7 DONI**
- Carta di sconto GBC 1976
- Volume componenti elettronici professionali
- Volume equivalenze e caratteristiche transistori
- Volume equivalenze e funzioni circuiti integrati
- 12 numeri di «Attualità Elettroniche» (componenti attivi e passivi)
- Indice 1975 di Selezione Radio-TV
- Indice 1975 di Elettronica Oggi

PROPOSTA « C »

Abbonamento **1976** a
ELETTRONICA OGGI
L. 15.000 anziché **L. ~~18.000~~**

\+ **4 DONI**
- Carta di sconto GBC 1976
- Volume componenti elettronici professionali
- 12 numeri di «Attualità Elettroniche» (componenti attivi e passivi)
- Indice 1975 di Elettronica Oggi

PROPOSTA « F »

Abbonamento **1976** a **SPERIMENTARE**
+ SELEZIONE R.-TV + ELETTRONICA OGGI
L. 29.500 anziché **L. ~~38.400~~**

\+ **7 DONI**
- Carta di sconto GBC 1976
- Volume componenti elettronici professionali
- Volume equivalenze e caratteristiche transistori
- Volume equivalenze e funzioni circuiti integrati
- 12 numeri di «Attualità Elettroniche» (componenti attivi e passivi)
- Indice 1975 di Selezione Radio-TV
- Indice 1975 di Elettronica Oggi

PROPOSTA « G »

Abbonamento **1976** a **MILLECANALI L. 8.000** anziché **L. ~~9.600~~**
Abbonamento biennale **1976-1977** a **MILLECANALI L. 15.000** anziché **L. ~~19.200~~**
\+ **1 DONO** ● Carta di sconto GBC 1976

ATTENZIONE !!! QUESTE PROPOSTE SONO VALIDE SOLO FINO AL 20-12-1975

DOPO TALE TERMINE SARA' ANCORA POSSIBILE SOTTOSCRIVERE ABBONAMENTI USUFRUENDO DELLE TARIFFE PARTICOLARI MA SI PERDERA' IL DIRITTO AI DONI.

PER SOTTOSCRIVERE GLI ABBONAMENTI USATE IL BOLLETTINO DI CONTO CORRENTE INSERITO IN QUESTA RIVISTA

AMTRONCRAFT® KITS

Colora la Musica

I kit AMTRONCRAFT UK 743
e UK 189 sono predisposti
per realizzare un impianto completo
di luci psichedeliche
perfettamente coordinate
con la musica

GENERATORE DI LUCI PSICHEDELICHE 3 x 1500 W

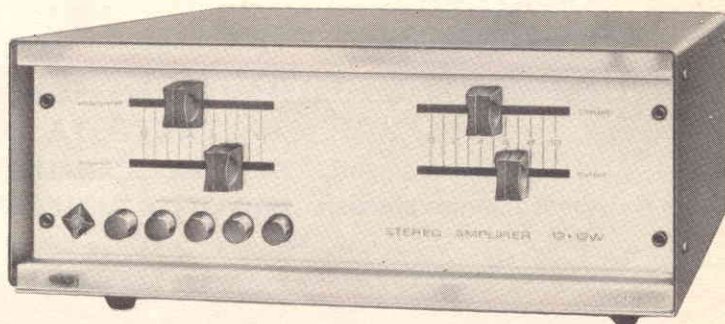
Caratteristiche Tecniche

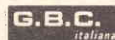
Alimentazione dalla rete:
115 - 220 - 250 Vc.a. - 50-60 Hz
Potenza massima delle lampade:
a 115 Vc.a. 690 W
a 220 Vc.a. 1320 W
a 250 Vc.a. 1500 W
Potenza dell'amplificatore da collegare all'ingresso:
fino a 15 W oppure fino e oltre 50 W
Transistori impiegati: BC 107, BC 141
Diodi impiegati: 8 x BA 148
Ponte raddrizzatore impiegato: WL02
Triac impiegati: 3 TXAL226B
Dimensioni: 300 x 150 x 85

UK 743

AMPLIFICATORE STEREO HI-FI 12 + 12 W RMS

Caratteristiche Tecniche

Alimentazione: 115-220-250 Vc.a. - 50-60 Hz
Tensione continua: 28 Vc.c.
Ingresso piezo
Impedenza: 500 kΩ
Ingresso aux
Impedenza: 6,8 kΩ
Ingresso tape
Impedenza: 10 kΩ
Dimensioni: 240 x 90 x 285

UK 189

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

I VOLTMETRI ELETTRONICI CON TRANSISTORI A EFFETTO DI CAMPO

di Aldo PRIZZI

Ho iniziato a giocare con le radio a galena più di 20 anni or sono. Ho seguitato con le più varie valvole, derivanti da ricevitori già allora antidiluviani, o da settimane di stenti a livello voluttuario. Grata mi è ancora al ricordo la 78 che sottoalimentavo in tutte le maniere e che premiava i miei sforzi ingenui e patetici fornendomi un ascolto in cuffia temporizzato. Infatti ogni volta che la batteria da 4,5 volt che alimentava il filamento si polarizzava, la ricezione si interrompeva: questo accadeva normalmente ogni due minuti. Occorreva allora attendere un'oretta che si depolarizzasse, quell'eroico generatore chimico, per sottoporlo ad altri due minuti di lodevoli, generosi sforzi; e la serie di 1 T 4 che regolarmente si arricchiva di un cadavere settimanale, immolato sul duplice altare di un reflex monovalvolare, e di un regolare scambio di batterie (anodica e di filamento: ma di quest'ultimo particolare, chi si ricorda più? Il filamento, e che cos'è?).

Ho vissuto l'epopea dei primi transistori in Italia, dal di dentro.

Quella dell'evoluzione dei semiconduttori mi ha visto tra i più attenti spettatori — a volte comparsa — in contemporanea per l'Italia.

Già, per l'Italia.

Ho sofferto l'incremento del gap tecnologico e teoretico tra noi ed i colleghi d'oltre Oceano. Incremento di gap, non già come sfasamento cronologico tra l'insorgere delle conoscenze e delle relative applicazioni laggiù, ed il loro trasferirsi qui, ma come «mancanza di partecipazione a detto momento».

Al momento attuale mi pare di poter dire che siamo ridotti ad importare tecnologie (e nemmeno le più raffinate, ormai), e ad esportare prodotti di media tecnologia, non dico conoscenze.

Domani saremo produttori di quei prodotti a tecnologia arretrata, un po' come quei selvaggi micronesiani che durante l'ultima guerra, senza sapere cosa facessero, venivano impiegati per montare suonerie.

I prodotti erano buoni, ma non portavano alcun reale aumento di conoscenze ai loro produttori.

Tornando alla mia verde età, dopo questo sfogo non tanto fantascientifico, tra uno scambio di batteria e l'altro (ah, se avessi un tester, per misurare le tensioni prima di uccidere la valvola!), tra un cristallo di galena ed uno di carborundum, (ah, poter misurare la tensione di polarizzazione di quest'ultimo!), emergeva sempre il problema delle misure.

Ora l'ho superato, ora non misuro più, insegno a misurare.

E gli allievi del nostro CFP hanno, ad un'età più verde della mia di allora, gli strumenti che io non ho avuto.

Utilizzano oscilloscopi, tester di buone prestazioni, generatori, voltmetri elettronici...

Già voltmetri elettronici.

Perché, nonostante la spinta transistorizzazione del parco strumenti radio - videotecnico - elettronici, la maggior parte dei voltmetri elettronici in uso in Italia (o almeno, la maggior parte di quelli in uso tra i tecnici che conosco), nonostante i rimarchevoli difetti che questo presenta, sono del tipo VTVM (cioè a valvola)?

Non lo so, ed è per questo che, qualche tempo fa, ho preso alcune riviste e pubblicazioni estere, ed importando anch'io una parte di «know how», quindi contribuendo al deficit della bilancia dei pagamenti, ho rielaborato alcuni voltmetri a FET che avevamo acquistato per dotarne il laboratorio di analisi circuitale.

Logicamente tale elaborazione era stata preceduta da tutto un lavoro di documentazione che ora ho rintracciato.

Questo, e l'elaborazione dello strumento, sono il tema di queste righe che propongono a chi ha avuto la pazienza di seguirmi finora.

VOLTMETRO ASIMMETRICO, CON UN SOLO FET

Prima esigenza di un apparato di misura è la stabilità: gli elementi amplificatori che lo compongono debbono pertanto essere utilizzati generalmente in un montaggio che assicuri un elevato tasso di reazione negativa.

Il triodo presenta tale caratteristica, nel montaggio cathode follower, il transistore bipolare (a giunzione, di tipo classico) in quello a collettore comune; l'equivalente con FET prenderà nome, a scelta, di «inseguitore di source», oppure di «drain comune».

In tutti questi montaggi, è dimostrabile, il guadagno di tensione è sempre leggermente inferiore all'unità.

Il transistore unipolare (FET) si distingue da quello a giunzione per non esigere alcuna corrente di

comando (oltre che per diciottomila altre cose, tra cui i nomi degli elettrodi...).

Riferiamoci quindi alla figura 1, e la prima considerazione da fare sarà che — non essendoci caduta di tensione ai capi della serie di resistenze di gate (per forza, visto che non vi passa corrente!) — su detto elettrodo la tensione sarà eguale a quella di massa, beninteso in assenza di segnale da misurare.

Altro fattore da sottolineare è che, per funzionare correttamente, un FET a canale N (come il 2 N 3819), abbisogna di una polarizzazione analoga a quella di un triodo gate, o griglia, negativi rispetto al source, o catodo, e che si ottiene come nel triodo (con R catodica, in modo che il source diventi positivo rispetto alla massa).

Con i valori dello schema in figura 1, la massa sarà ad un potenziale intermedio rispetto a quello della batteria: più precisamente a circa 8 V, rispetto ai 18 dell'alimentazione, positivi, rispetto al ritorno della batteria, negativo dell'alimentatore.

Se il source del transistore viene allora portato a 9 V, positivi, cioè ad un volt in più della massa, il gate avrà un volt negativo rispetto al source.

Per far si che il galvanometro — o microamperometro? — G si trovi a segnare 0 V a riposo, sarà sufficiente regolare l'unico potenziometro, in modo che ad ogni capo dello strumento appaia la stessa tensione.

In tale maniera in esso non passerà corrente (ripassate la legge di Ohm!), e l'indice non si sposterà da zero.

Restiamo nell'esempio numerico, che è quello che più aiuta, quando non confonde.

Applichiamo per esempio una tensione di 1 V ai terminali di ingresso (negativo a massa). Ora la tensione di source varierà: il suo valore, visto il guadagno leggermente inferiore all'unità presentato dal montaggio, diventerà — diciamo — di 9,95 V. Oppure di 7,05 V, se la tensione di ingresso è invertita di polarità.

Se le resistenze del divisore resistivo (potenziometro e resistenza o resistenze in serie) sono deboli in confronto alla resistenza di carico (R_g + R), si osserverà una variazione di 0,95 V ai capi del carico stesso.

Desiderando che il voltmetro ora sia predisposto per una tensione di 1 V fs, basterà scegliere R in conseguenza. Cioè, se il microamperometro presenta 50 μA f.s. di portata ed una resistenza interna di 3300 Ω, bisognerà prendere R = (0,95/0,00005) - 3300, quindi 15,7 kΩ.

Sarà opportuno, allora porre un resistore fisso di 12 Ω all'1% (o anche al 2, al 5%) in serie ad un variabile da circa 10 kΩ, per poter compensare esattamente la variazione del valore resistivo della bobina mobile di G rispetto al nominale, le tolleranze del resistore, e quelle nel guadagno di tensione del transistore (o, nel caso particolare, nella funzione di trasferimento del FET).

Infatti tale funzione varia a seconda delle deboli variazioni di pendenza che si notano tra un esemplare e l'altro di FET.

La funzione di trasferimento dipende così dal valore della R di carico. L'esperienza dimostra che il valore di 0,95 è tipico di un galvanometro di 50 μA, in unione ad un 2 N 3819. Altri valori di resistori di carico (dipendenti evidentemente dal tipo di microamperometro, dalla sua portata a fondo scala) determinano altri valori di funzione di trasferimento.

Di qui la ribadita necessità di utilizzare per R un sistema resistivo regolabile.

In linea di principio potremo affermare che la funzione di cui si discute si riduce man mano che si riduce il valore della resistenza globale di carico necessaria.

In ogni caso, considerazioni di linearità impongono l'uso di un microamperometro da 500 μA f.s., o migliore, in uno schema del genere di quello — inverso semplicissimo — presentato in figura 1.

Un metodo molto semplice per mettere in evidenza gli eventuali errori di linearità, è quello di effettuare due misure, la prima delle quali con galvanometro e tensione di ingresso normali, la seconda con ambedue invertiti.

Se le deviazioni sono identiche in ambedue i casi, niente paura.

Se invece sono diverse (la tensione di ingresso deve essere approssimativamente, nell'esempio, di 0,8 V, ottenibili con un partitore da una pila ad 1,5 V), ci sono evidenti errori di linearità, e sarà necessario cambiare lo strumento con uno a portata f.s. più bassa.

Se, nello schema presentato, si lavora con una R di carico di 5000 Ω o più, la tensione di alimentazione influisce molto scarsamente, o per nulla, sulla precisione della misura, mentre influenza, e di molto, l'azzeramento dello strumento.

Tale influenza è valutabile approssimativamente nell'ordine di una variazione nell'azzeramento del 15% contro una variazione di tensione di alimentazione del 10%.

Avremo dunque interesse a stabilire (o tramite un diodo zener, o

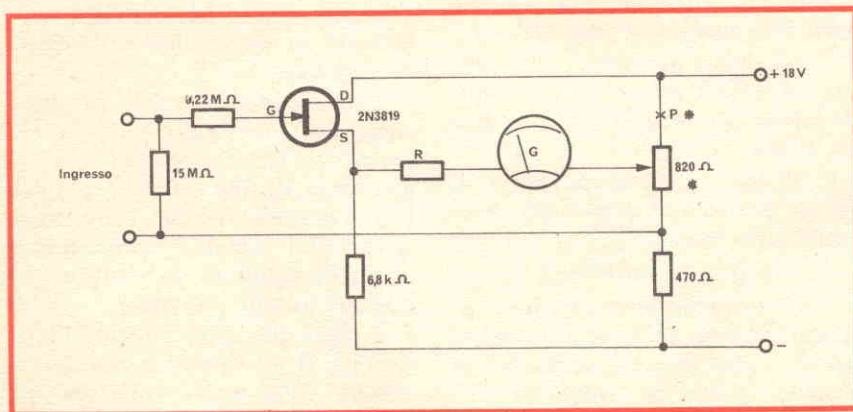



Fig. 1 - Schema elettrico di un semplice voltmetro asimmetrico impiegante un solo FET. Per facilitare l'azzeramento può essere opportuno interrompere il circuito in P e inserirvi un resistore da 470 Ω, sostituendo il relativo potenziometro con uno del valore di circa 220 Ω.

in altro modo) una variazione massima della V di alimentazione nell'ordine del 2-5 per mille.

La temperatura ambiente influenza anch'essa l'azzeramento (basterà avvicinare — a distanza di sicurezza — un saldatore al FET).

Queste variazioni sono però meno importanti, in pratica, delle variazioni che si notano in un voltmetro a valvole nella prima mezz'ora di funzionamento.
Peraltro esse possono essere eliminate (come vedremo), con l'introduzione del montaggio simmetrico a due transistori.

Negli esempi di utilizzazione che presentiamo, il guadagno di tensione è approssimativamente eguale all'unità. L'interesse del circuito risiede quindi nella amplificazione di corrente che presenta.

Questo può essere calcolato, se si tiene presente che:

a) all'ingresso (nella resistenza da 15 MΩ (scorre una corrente di circa 67 pA (1 V/15000000 Ω)
b) nello strumento passano 50 μA
c) quindi il guadagno del circuito è di 50/0,067 = 750 circa.

Si può, nel circuito presentato, raggiungere un guadagno in corrente dell'ordine delle 3000 volte.

Guadagni superiori non sono consigliabili, per motivi di linearità, di aumento nella deriva dello zero, che sono compensabili solo con montaggi simmetrici.

COMMUTAZIONE DI GAMMA E DI POLARITA'

Nello schema che appare in figura 2, viene reso evidente il modo di inserire in quello già esaminato le parti che permettono di completare il voltmetro elettronico.

Si è ottenuta una commutazione di gamma (o di portata), suddividendo la resistenza da 15 MΩ (che funge da «resistenza di griglia» per il FET) in 6 resistori, che corrispondono ad altrettante portate voltmetriche a fondo scala.

La resistenza presente tra gli estremi (le due boccole d'ingresso) risulta sempre del medesimo valore di 15 MΩ.

Per poter misurare tensioni di qualsivoglia polarità rispetto a massa (e qui qualsivoglia indica evidentemente le due uniche alternative possibili), si è previsto un doppio deviatore, con funzione di inversore della polarità del galvanometro.

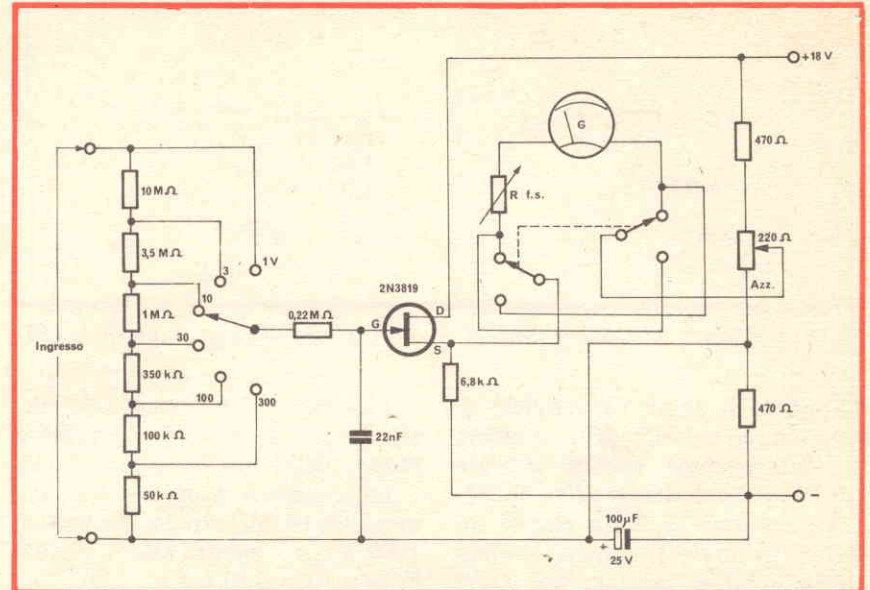



Fig. 2 - Schema elettrico del voltmetro di figura 1 con l'aggiunta delle commutazioni di gamma e polarità.

Si sono aggiunti ancora due condensatori, ambedue di disaccoppiamento.

Quello da 22 nF è destinato ad eliminare ogni componente alternativa eventualmente presente nella tensione continua da misurare.

Quello invece da 100 μF, serve a porre la massa dell'apparecchio allo stesso potenziale alternato del negativo di alimentazione.

I prossimi schemi verranno forniti solamente sotto forma di amplificatori di misura (eccezione fatta per due significative realizzazioni), per cui ad essi si possono applicare senza alcun problema i particolari (commutatore di portata e di polarità) appena descritti.

La scelta dei transistori ad effetto di campo può presentare qualche difficoltà, dato che ancora non sono stati risolti determinati problemi di produzione, che portano come conseguenza una notevole dispersione di caratteristiche (specialmente negli esemplari più economici).

Sarà quindi vantaggioso effettuare un montaggio come quello presentato in figura 3, per selezionare i FET.

In esso la corrente di drain potrà essere normalmente compresa tra i 2 ed i 15 mA, motivo per cui viene indicata la portata massima per lo strumento di 25 mA.

Se però dovete selezionare i FET soltanto per questi montaggi, e quindi non vi conviene costruire in scatola lo strumentino proposto (ricordo che il FET raffigurato è quello in prova), allora potete usare una pila quadra da 4,5 V, in unione al vostro tester — o a quello di un vostro amico —, per creare il circuito desiderato.

Al posto del 2 N 3819, utilizzato per i montaggi descritti — che ho avuto occasione di provare tutti —, si possono impiegare tutti i tipi di FET — purchè la corrente di drain (in questi montaggi asimmetrici) si aggiri intorno ai 6 mA misurati sul «coso» previsto — anche di canale

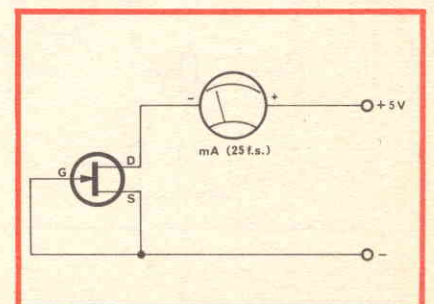



Fig. 3 - Circuito di prova per selezionare i transistori FET.

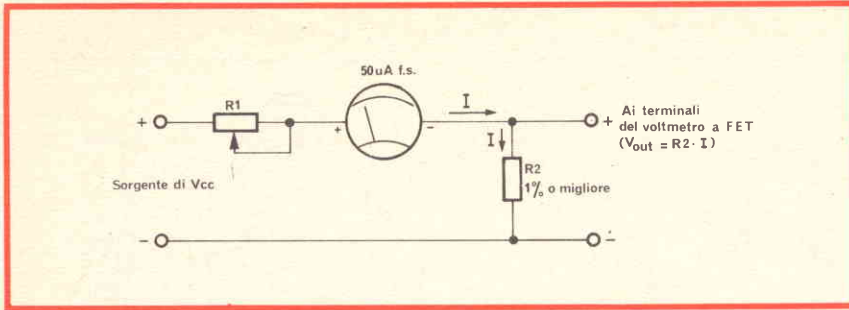



Fig. 4 - Calibratore di Vcc per tarare il partitore d'ingresso di un voltmetro a FET.

P, purchè si abbia l'avvertenza di invertire le polarità della sorgente di alimentazione (potete provare con l'economicissimo 2N 3820).

La corrente di drain che vi induco a misurare si chiama — dato che è un dato previsto tra quelli tipici di un FET — I_{DSS}.

VOLTMETRO ASIMMETRICO DI TIPO DIDATTICO

Mullard ha recentemente (Educational Projects in Electronics) pubblicizzato lo schema riportato in figura 5, con l'utile accessorio visibile in fig. 4.

Ad esso ho ritenuto utile aggiungere una portata (1 kV f.s.) che a volte può anche servire.

Riprendo, riassumendo, la descrizione e le modalità di messa a punto, dalla pubblicazione citata.

La resistenza d'ingresso è al minimo di 10 MΩ (nella portata di 1000 V f.s.) mentre sale a 50 MΩ nella portata 0,25 V f.s.

Viene usato un FET a canale N che lavora nella configurazione «source follower».

La tensione da misurare viene applicata ai capi di un divisore di tensione del quale il ramo superiore è fisso, mentre quello inferiore consiste di uno shunt al complesso galvanometrico FET + microamperometro, posto tra gate e massa.

La resistenza dello shunt è selezionata da un commutatore di portata, e deve essere messa a punto per assicurare i migliori risultati, portata per portata, singolarmente.

Il valore di tale shunt è determinato in modo che ai capi di essa, per ogni portata, si raggiunga la ddp massima di 0,2 V, per la deflessione piena a fondo scala dell'indice del galvanometro.

La elevata impedenza d'ingresso implicita in ogni FET, e l'elevata dose di controreazione apportata dal montaggio usato (e di cui si è in precedenza discusso), sono garanzia sufficiente che il dispositivo ad effetto di campo non altera in maniera sensibile la resistenza del ramo basso del partitore di tensione.

Il potenziometro da 2,2 kΩ in serie al microamperometro determina il fondo scala dello strumento stesso e viene regolato (con il commutatore d'ingresso sulla portata 0,25 V f.s.) applicando all'entrata 250 mV, tarati, e manovrandolo finché l'indicazione non coincida con la ddp applicata.

Questo serve a compensare le differenze nella transconduttanza dei differenti FET.

Tutte le altre portate sono tarate a fondo scala usando una tensione nota, e regolando i resistori variabili del lato inferiore del partitore.

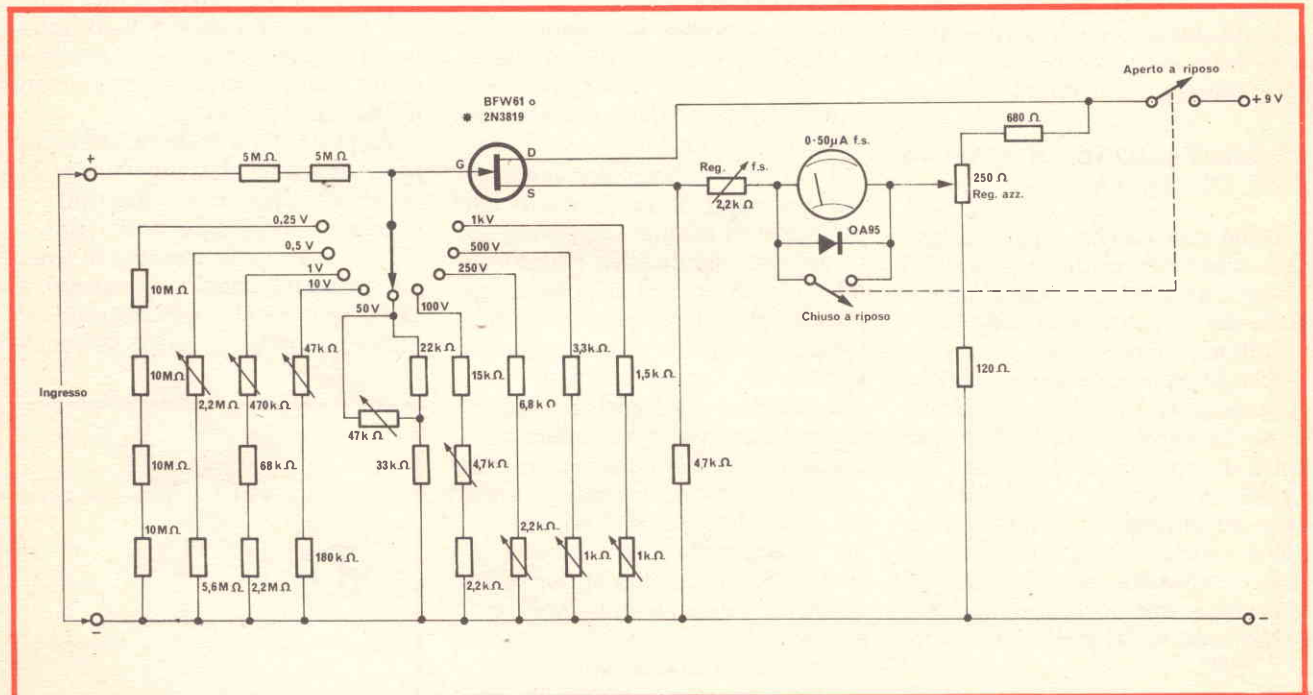



Fig. 5 - Schema elettrico di un voltmetro asimmetrico di tipo didattico. Impiegando il 2N3819 bisogna rivedere i valori di fondo scala.

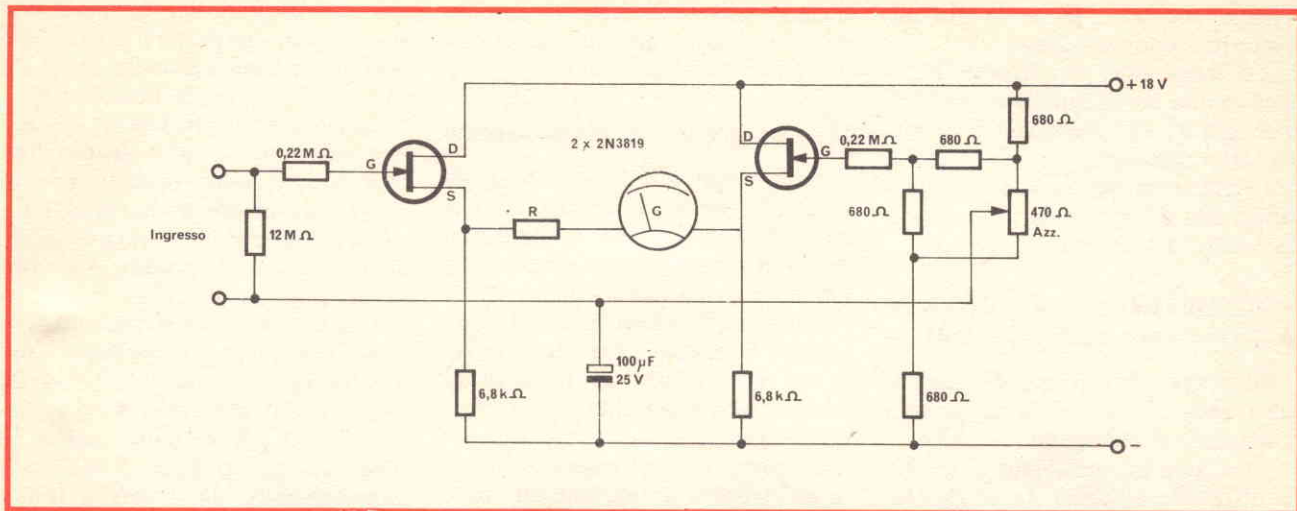



Fig. 6 - Schema elettrico di un voltmetro simmetrico che impiega due transistori FET.

Per ottenere una tensione di riferimento accettabile come precisione si ricorre a resistori calibrati ed alla legge di Ohm.

Tutto questo, ed il montaggio di figura 4 si uniscono per fornire la tensione campione. Vi faccio un esempio.

Volendo avere una tensione campione di 0,5 V, userò una sorgente di approssimativamente 1,5 V (un elemento di pila, p.e.), con una R1 di 50 kΩ, ed una R2 di 10 kΩ. Quando, regolando R1, la corrente in R2 raggiungerà il fondo scala dello strumento, allora da ddp ai capi di R2 sarà di $50 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 = 500 \cdot 10^{-3} = 0{,}5$ V

Procedimento di taratura

— Commutare sulla portata 250 mV f.s.: regolare il resistore variabile da 2200 Ω sulla resistenza minima. Cortocircuitare i terminali di ingresso e regolare il potenziometro di azzerramento in modo da azzerare lo strumento indicatore. Togliere il cortocircuito dai terminali di ingresso.

— Applicare all'ingresso 250 mV e regolare il resistore variabile in serie al galvanometro per la deflessione a piena scala.

— Ripetere le operazioni precedenti fino a che lo strumento non abbia più bisogno di ritocchi a zero o a fondo scala.

— Portare ora il commutatore d'ingresso a 500 mV f.s. di portata, cortocircuitare i terminali e provare la deflessione a zero dello strumento. Se non si verifica con esattezza massima, ripetere ancora le operazioni precedenti (le prime due).

— Togliere il cortocircuito, applicare 0,5 V calibrati all'ingresso e regolare il relativo resistore variabile per la deflessione a fondo scala.

— Commutare sulle altre portate e, con tensioni d'ingresso corrispondenti ai vari f.s., regolare i rispettivi resistori variabili come già detto.

VOLTMETRO SIMMETRICO A DUE TRANSISTORI FET

Il montaggio in figura 6 è quello di un amplificatore di misura simmetrico, nel quale quindi l'effetto di temperatura dei due transistori è destinato a vicendevolmente compensarsi, almeno in parte.

E' molto simile a quello che si utilizza più spesso nella tecnica dei voltmetri a tubi elettronici, dove si applica la tensione da misurare alla griglia di un tubo, mentre l'altro tubo ha la griglia a massa, l'equilibrio dello zero essendo effettuato da un potenziometro che si trova nel circuito di alimentazione anodica.

Nel caso dei transistori FET è più comodo seguire la strada mostrata nello schema anziché quella descritta — per quanto riguarda l'azzeramento — dato che la loro forte resistenza interna è causa di frequenti inconvenienti sugli schemi che al classico si richiamano (e che normalmente non sono nemmeno provati da chi li propone): inconvenienti che il tubista può spiegarsi ricordando la legge del funzionamento dei pentodi: «la corrente anodica è indipendente (dopo un certo valore di soglia) dalle variazioni della tensione anodica». Quindi anche qui — visto che il FET richiama per molti versi il funzionamento di un pentodo — un potenziometro che agisca nel modo descritto è nettamente insufficiente ad un corretto funzionamento come equilibratore.

Si preferisce allora agire sulla tensione di gate, e questo fissando con un partitore quella del secondo FET, e rendendo ben variabile quella del secondo mediante un potenziometro (azzeramento)

Si arriva così a regolare al medesimo valore le correnti di drain dei due FET, cosa che corrisponde allo zero del galvanometro, visto che le ddp tra il negativo ed i due source saranno eguali.

Funzionando nelle stesse condizioni di trasconduttanza e di linearità dei montaggi precedentemente descritti, questo è avvantaggiato di una molto minore sensibilità alle variazioni termiche, e della tensione di alimentazione.

Ciò ovviamente per due esemplari selezionati accuratamente sul montaggio descritto in figura 3.

Se la dispersione è tale che le correnti di drain siano per l'uno

doppia che per l'altro, i vantaggi descritti sono annullati.

Le stesse note per quanto si riferisce alla possibilità di usare FET a canale P, all'inversione di polarità, alla commutazione di portata, già viste in precedenza, sono estendibili allo schema testè proposto alla vostra attenzione.

VOLTMETRO SIMMETRICO A QUATTRO TRANSISTORI

Stabilità e precisione di una misura sono tanto migliori, quanto più la controreazione è energica.

Ora, per un guadagno dato, sia pure eguale all'unità, la controreazione, per essere energica, necessiterà — almeno in partenza, cioè nel circuito SENZA reazione — della disponibilità di un guadagno elevato.

Nel montaggio di figura 7, si è ottenuto un aumento di guadagno da parte degli stadi dell'amplificatore di misura (anche esso simmetrico), aggiungendo ad esso una coppia di transistori a giunzione.

Questo stadio aggiunto è composto da due transistori PNP al silicio, la base dei quali viene comandata dalla caduta di tensione ai capi della resistenza di drain — circuito esterno — del transistore ad effetto di campo corrispondente.

Qualche cenno sul funzionamento

Se si applica una tensione positiva all'ingresso, la corrente nel circuito di gate del FET relativo tende ad aumentare, così come la corrente nel drain (ed ovviamente nel source). Allo stesso modo si comporterà la caduta di tensione ai capi del resistore da 4,7 kΩ sul drain del transistore ad effetto di campo considerato...

Diventa così più negativa rispetto all'emittore la tensione alla base del transistore a giunzione ad esso collegato.

Cresce così la corrente di base e quella di collettore del medesimo.

Ma questa corrente supplementare non può attraversare la resistenza del source (quella da 1,8 kΩ, per intenderci), in quanto determinerebbe un aumento delle ddp ai suoi capi, con conseguente diminuzione della corrente nel FET, e nel transistore a giunzione stesso.

Qui è evidente l'incremento di reazione negativa.

L'utilizzazione della corrente in più ora disponibile, da parte del solo carico, significherà per noi meno noie di linearità anche su di un carico relativamente basso

Esperimenti fatti dall'autore dello studio originario, e da me confermabili, avendoli ripetuti, mostrano che un errore di linearità inferiore a 5 per mille è raggiungibile anche con carichi ridotti, dell'ordine del migliaio di ohm.

La funzione di trasferimento (ovvero il guadagno complessivo del montaggio) varia da 0,995 con un carico di 20 kΩ (microamperometro da 50 μA a fondo scala) a 0,98 con un carico di 1 kΩ (milliamperometro da 1 mA a fondo scala).

Se pensiamo che nel primo montaggio discusso tale funzione variava nelle stesse condizioni tra 0,95 e 0,87, risulta evidente la minore differenza tra i valori di tale funzione, e quindi la maggior linearità raggiungibile, oltre al fatto che costituisce il vantaggio principale dell'amplificatore a quattro transistori e che esaminiamo qui sotto.

Consiste questo nella possibilità di usare un galvanometro con fondo scala relativamente elevato, quindi più robusto e meno costoso di

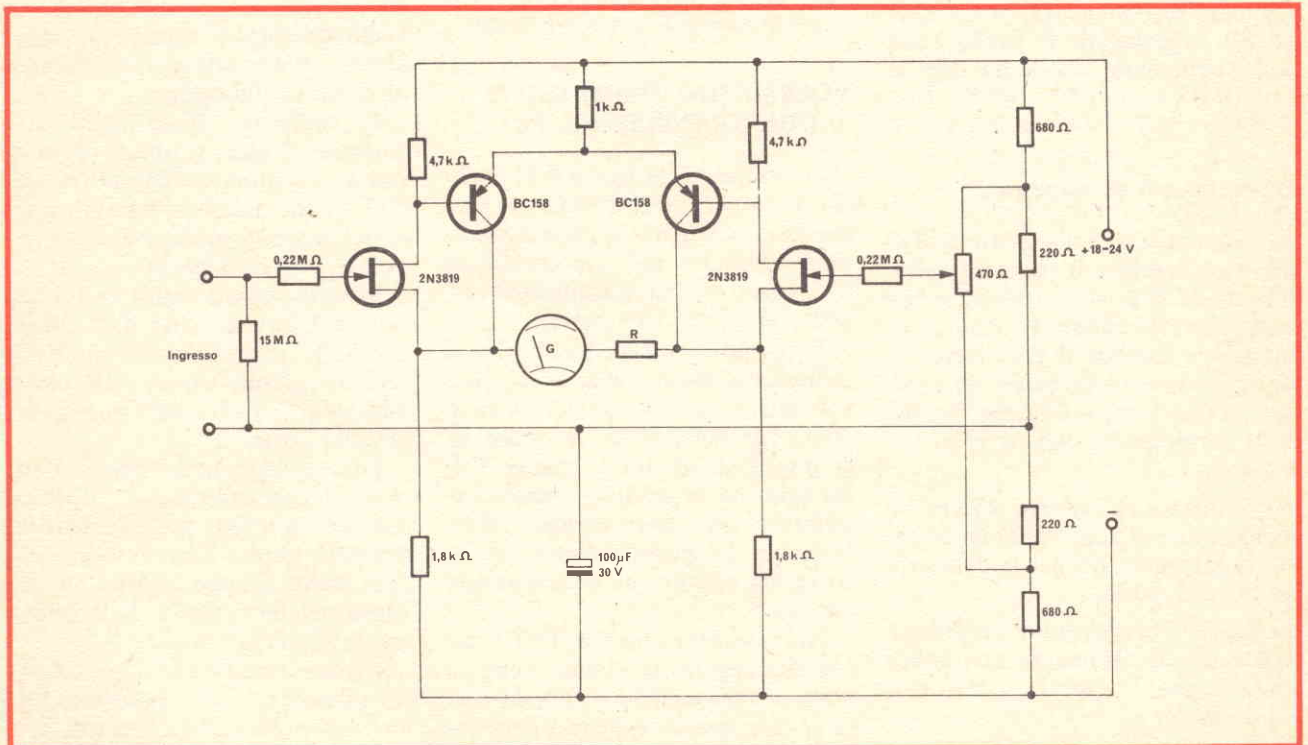



Fig. 7 - Schema elettrico, di un voltmetro simmetrico impiegante quattro transistori.

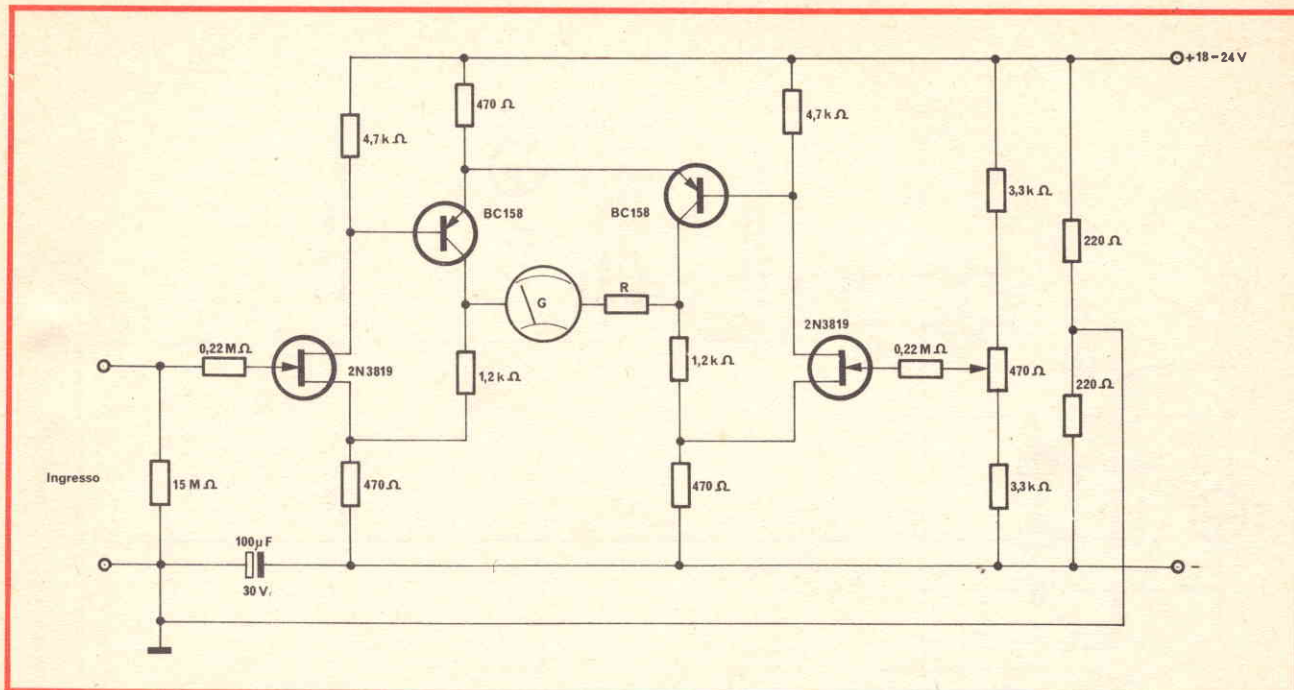



Fig. 8 - Schema elettrico di un voltmetro a quattro transistori con l'aggiunta di uno stadio supplementare rispetto a quello illustrato in figura 7.

quello utilizzato in precedenza, nelle realizzazioni già viste.

Si osserva in aggiunta un miglioramento della stabilità, soprattutto per i fattori influenzati da variazioni della tensione di alimentazione.

Diventa così possibile usare un galvanometro da 0,2 mA a f.s. con una resistenza (compresa R) di 1 kΩ soltanto: si può così ottenere un fondo scala di 0,2 V.

Rimane utilizzabile per la commutazione delle gamme, e l'inversione della polarità il montaggio in precedenza descritto. Se però la portata minima risulterà di 0,2 V, contro l'1 V dei montaggi precedenti, occorrerà dividere per 5 tutte le altre portate.

E' ovvio che per molti usi un fondo scala di 60 V (quale risulterà ora la portata massima del voltmetro) sarà inadeguato.

Occorrerà allora aggiungere alcune portate: questo si otterrà dividendo il resistore da 50 kΩ facente parte del partitore d'ingresso, in alcune altre porzioni:
a partire dall'alto: 35 kΩ + 10 kΩ + 3,5 kΩ + 1,5 kΩ: ai nuovi punti di connessione (e quindi con un commutatore a 3 posizioni in più) si individuano le seguenti portate: 200 - 600 - 2000 V.

Valgono ancora le avvertenze precedenti concernenti la scelta dei FET.

Per i due transistori a giunzione sarà bene utilizzare dei tipi ad elevato guadagno: non bene si sono comportati dei BC 116, mentre ottimi risultati ha dato il BC 158; l'autore francese raccomanda i 2N 4058 e segnala ancora i BC 159, BC 178, BC 179, BC 258/9, 2N 4126, 2N 4062, ed equivalenti.

VOLTMETRO ELETTRONICO CON QUATTRO TRANSISTORI

L'aumento di guadagno ottenuto con l'introduzione di uno stadio supplementare è sufficiente perchè si possa rinunciare ad un po' di reazione negativa ed utilizzare un po' del guadagno disponibile nell'amplificatore di misura.

Lo schema di principio è identico a quello precedente, (vedi fig. 8) con la sola variante dell'aggiunta di un resistore nel circuito esterno del collettore di ognuno dei transistori a giunzione

La reazione negativa esistente nel montaggio fa sì che la corrente in questa resistenza, abbondantemente indipendente dal carico, sia una funzione praticamente lineare della tensione d'ingresso.

Sarà la stessa cosa della differenza di potenziale, che si viene a stabilire in presenza di tensione ai

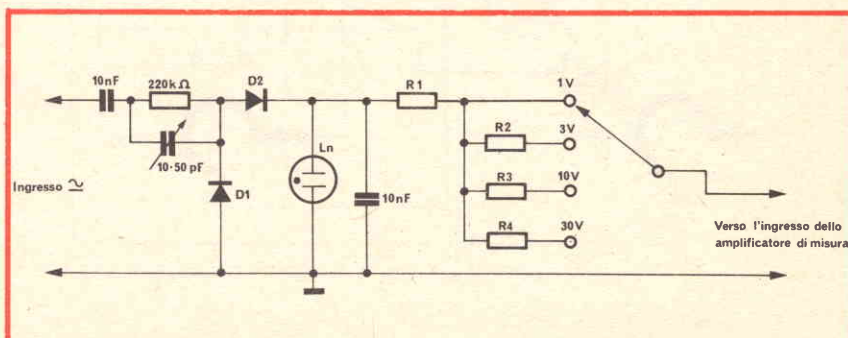



Fig. 9 - Schema elettrico di una sonda per tensioni alternate.

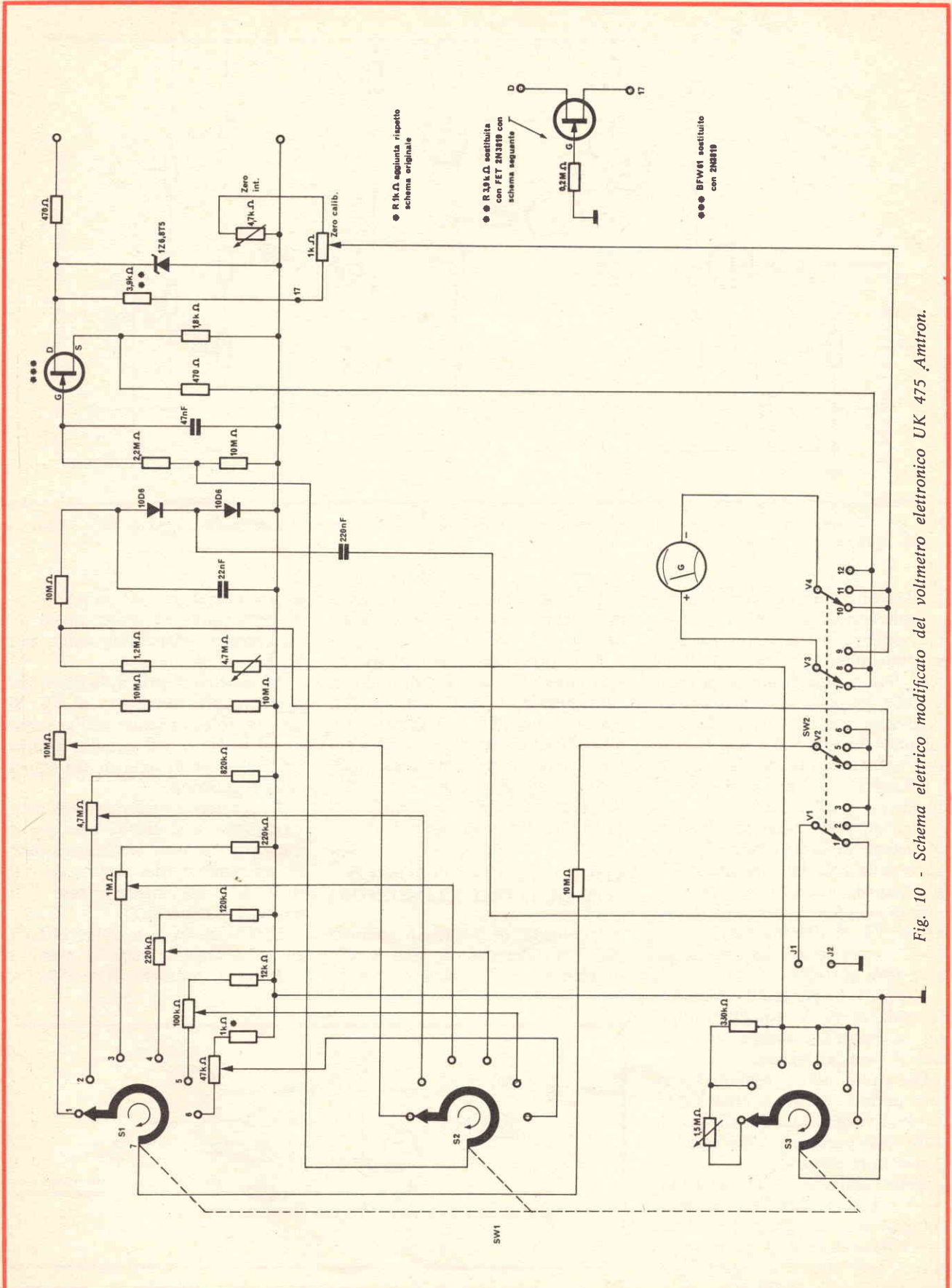
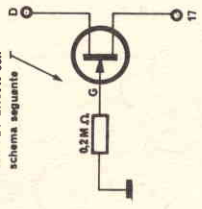



Fig. 10 - Schema elettrico modificato del voltmetro elettronico UK 475 Amtron.

terminali d'entrata, tra i collettori dei due transistori a giunzione ma quest'ultima sarà molto più elevata della tensione d'ingresso.

Lo stadio ha così ora un guadagno di tensione discretamente superiore all'unità, mentre mantiene un errore di linearità molto basso, circa dello 0,3% con resistenza di carico di 1 kΩ, e praticamente inavvertibile per resistenza di carico superiore a 3 kΩ.

Si potrà così ancora raddoppiare la sensibilità dell'intero montaggio ed ottenere 0,1 V a fondo scala della prima portata, con conseguente dimezzamento delle altre portate: la più elevata risulterà ora di 1000 V a fondo scala, che sono ancora sufficienti nella generalità delle applicazioni.

Per scelta dei transistori, commutazioni di portata, inversioni di polarità, ecc., riferirsi sempre alle righe precedenti.

SONDE PER TENSIONI ALTERNATE

Perchè un voltmetro elettronico possa misurare anche tensioni alternate e RF, occorre farlo precedere da un circuito di raddrizzamento, montato all'interno di una piccola sonda, che permette di porlo direttamente a contatto col punto di misura.

La difficoltà nella realizzazione di una tale sonda risiede nel fatto che, per raddrizzare delle alte frequenze i diodi normalmente disponibili raramente superano la tensione inversa di 100 V.

Converrà quindi limitarsi a 30 V come fondo scala superiore per le tensioni alternate.

D'altronde la scarsa linearità presso il ginocchio inferiore, la presenza di una soglia di conduzione, ed altri fattori, portano a limitare il fondo scala inferiore ad un volt.

In aggiunta a ciò, sarà bene studiare un sistema di protezione della sonda contro eventuali, accidentali, sovraccarichi — che potrebbero danneggiare, oltre ai semiconduttori in essa contenuti, anche quelli che costituiscono il voltmetro.

Lo schema in figura 9 mostra una protezione del genere ottenuta mediante l'uso di un piccolo bulbo al neon.

Il raddrizzamento è affidato ad un duplicatore di tensione, quindi per la tensione massima di 30 Veff, applicabili all'ingresso, si ottiene ai capi del bulbetto, una tensione approssimativamente di 85 V.

Sarà quindi opportuno scegliere un bulbo che si illumini intorno ai 100 V di differenza di potenziale ai suoi capi.

Siccome tale bulbo (eventualmente sostituibile con una OA2!) ha la tendenza a stabilizzare al suo valore di tensione di innesco la tensione ai suoi capi, tutte le differenze di potenziale eccedenti tale tensione verranno eliminate, ed i diodi, ed il voltmetro, resteranno salvi.

In funzionamento normale la caduta di tensione ai capi del resistore da 220 kΩ è inferiore ad un decimo della tensione d'ingresso, dato che la resistenza della sonda è sempre superiore ai 2,5 MΩ

Il condensatore regolabile serve a compensare le capacità dei diodi e del cablaggio. Occorrerà determinarne il valore sperimentalmente, in modo da ottenere un responso più lineare possibile sulle frequenze che interessano.

Se tale operazione è ben eseguita, la sonda sarà utilizzabile fino a circa 50 MHz. Questo almeno è ciò che assicura l'autore dell'articolo originale, ma io, onestamente, non l'ho provato.

Occorrerà ancora ricordare che il voltmetro andrà sempre tenuto sulla sensibilità più elevata, e che le portate in corrente alternata saranno raggiungibili mediante una serie di commutazioni separate.

Le resistenze del partitore saranno da determinare sperimentalmente per raggiungere i fondo scala previsti.

Per fare un esempio, il valore del primo resistore (per raggiungere la portata di 1 Vca), quando la sonda è accoppiata col voltmetro di figura 1, dovrà avere una resistenza di 27,1 MΩ.

Vi tralascio le considerazioni teoriche che portano a determinare questo valore.

Occorrerà ancora ricordare che, per i motivi di vicinanza alla soglia di conduzione già esposti, la graduazione intermedia nella portata 1 Vca non coinciderà con quella di 1 Vcc — mentre nelle altre portate sì, — e dovrà essere tracciata (magari in rosso), una nuova scala.

Come alimentatori potete usare uno qualsiasi vi fornisca le tensioni volute, ed una corrente di almeno 30-35 mA: usate quindi se volete anche delle batterie, o un qualsiasi alimentatore che fornisca la tensione occorrente, però ben filtrata e stabilizzata.

E veniamo ora al clou del nostro programma: ovvero come ti scasso un discreto voltmetro elettronico con la scusa di elaborarlo.

L'oggetto delle mie attenzioni è stato questa volta il voltmetro in scatola di montaggio Amtron UK 475 di cui riporto pari pari le ca-

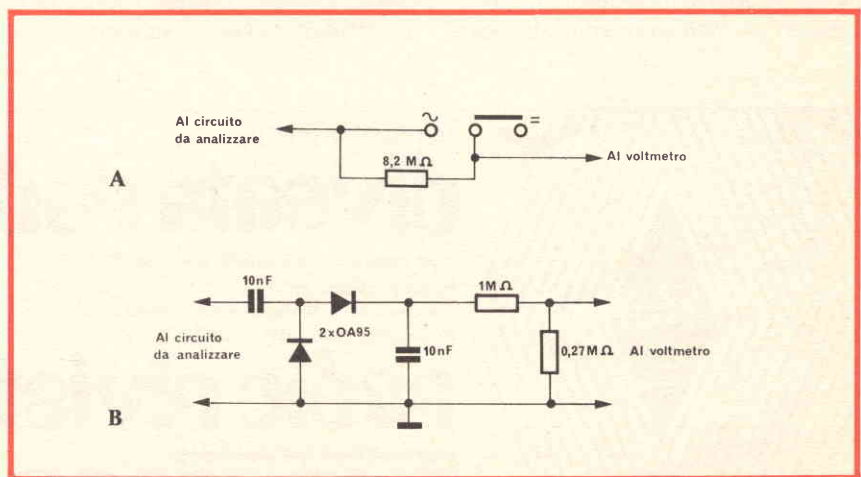



Fig. 11-a-b - Schemi elettrici delle sonde.

ratteristiche tecniche come fornite dalla ditta produttrice:

— Tensioni continue misurabili: da 20 mV a 300 Vcc in sei portate con i seguenti valori di fondo scala: 1-3-10-100-300 V
— Impedenza d'ingresso: 22 MΩ
— Tensioni alternate misurabili: da 100 mV a 300 Vca con portate identiche a quelle in c.c.
— Impedenza d'ingresso in c.a.: 1,5 MΩ
— Larghezza di banda per misura c.a. senza sonda R.F.: da 20 Hz a 1 MHz
— Larghezza di banda c.s. con sonda RF: da 10 kHz a 250 MHz
— Tensioni misurabili con sonda RF: da 50 mV a 50 Vpp
— Misure di livello: da −20 a +50 dB
— Transistore FET impiegato: BFW 61
— Diodi impiegati: 2 x 10 D6
— Diodo Zener impiegato: 1 Z 6,8 T5
— Alimentazione: pila da 9 V

Come ho già avuto modo di dire, il voltmetro in questione, di prestazioni discrete, è stato adottato presso il ns. CFP come strumento di massa per il laboratorio circuitale del settore RTV (mentre per quello elettronico stiamo valutando alcuni strumenti diversi per l' adozione), e qui abbiamo avuto modo di apprezzarlo, e di rilevarne i difetti — non gravissimi, e messi in evidenza nella trattazione più sopra — cercando il modo di eliminarli, se non tutti, almeno in parte.

Devo dire che in questo lavoro siamo stati facilitati da un apparente difetto del progetto: l'abbondanza di resistori semifissi.

Ho rifatto lo schema, a modo mio, in figura 10, e vi ho segnato con asterischi le varianti.

Non sono eccessive, come si vede, e soprattutto sono tali da non apportare modifiche alla procedura di messa a punto consigliata dalla casa produttrice.

Ovviamente abbiamo apportato queste varianti, a ragion veduta.

Rivediamo, queste ragioni, assieme, iniziando dalle note in calce allo schema originale:

1) La resistenza da 1 kΩ aggiunta rispetto allo schema originale ha lo scopo fondamentale di rendere meno difficoltosa la taratura della portata relativa (300 V fs) se si raggiunge verso l'estremo della corsa del potenziometro stesso (quello da 47 kΩ).

2) La sostituzione della R da 3,9 kΩ con un FET ha come risultato quello di trasformare il voltmetro in uno strumento con montaggio dell'amplificatore di misura di tipo simmetrico, con tutti i vantaggi relativi (facilità di azzeramento, stabilità di esso nel tempo, ottima linearità) già esaminati.

3) L'uso di FET 2 N 3819 al posto del BFW61 è stato dovuto a ragioni di reperibilità e di economia — reperibilità in quanto tale FET è diventato un po' il cavallo di battaglia di quanti lavorano con questi dispositivi, economia in quanto una coppia di 2 N 3819 costa meno di un solo BFW61, e mi rimane ancora un FET (il BFW appunto), per esercitazioni.

Ultima parte: le sonde

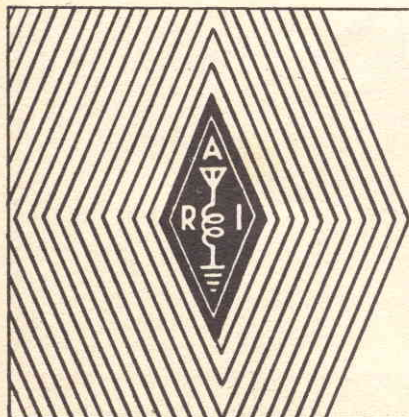
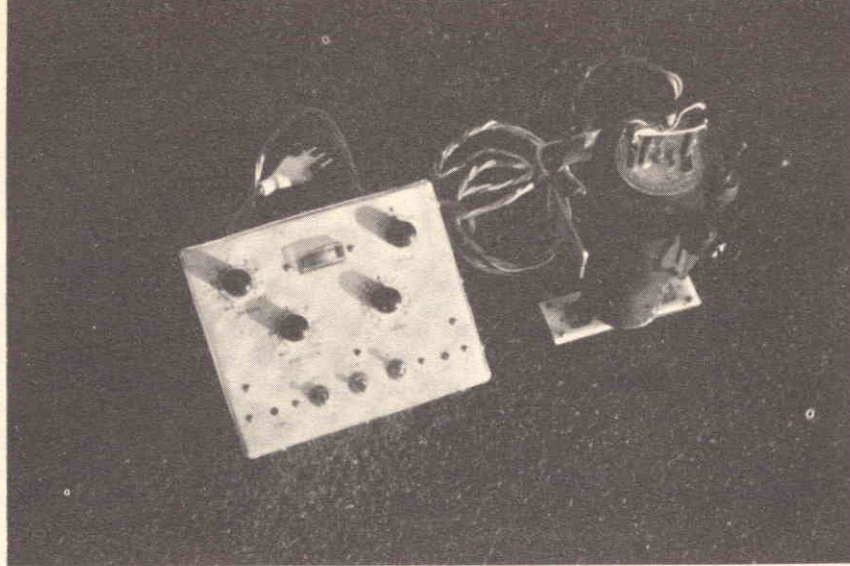
Appaiono in figura 11 a-b e non sono state modificate rispetto alle originali: devono essere contenute in tubicini metallici con funzioni di schermo e di contenitore: sono state realizzate in circuito stampato, e sono reperibili sotto la sigla UK 565 in confezione che le comprende ambedue.

Alcune altre modifiche, di ordine meccanico, sono state da noi apportate agli strumenti: per ragioni di unificazione interna, abbiamo sostituito tutti gli spinotti, ed i bocchettoni da pannello, con tipi BNC (di quelli con il controdado posteriore, non con le viti di fissaggio).

Abbiamo poi sostituito tutti i cavi delle sonde con dello schermato Philips, appunto del tipo per sonde RF —per VTVM ed oscilloscopi — di ottime qualità e di mirifico prezzo.

E con questo la mia descrizione è finita, spero sia sufficiente non solo a farvi sperimentare, ma anche a farvi pensare: siamo rimasti solo noi, appassionati di radioelettronica, a farlo!

Bibliografia:

Radio-Electronics 1/74
Educational Projects in Electronics — Mullard — ivi citato. Radio — Constructeur — numeri vari, di prima che cambiasse la testata. Note tecniche Amtron (UK 475 e 565).

PILOTA AUTOMATICO PER IMBARCAZIONI

di A. DE BONO

Si descrive un pilota automatico in grado di governare correttamente su una rotta bussola prefissata, delle imbarcazioni da crociera medio piccole, con una precisione di rotta di circa 5°. L'esemplare realizzato è stato montato su di un'imbarcazione cabinata a vela di 8,5 m. (stazza lorda 4,5 tonnellate).

TEORIA DEL SISTEMA

Il sistema (vedi anche fig. 1) risolve l'equazione:

$\alpha = k\,\vartheta + \beta$ (1) ove

α = angolo di timone (rispetto alla mezzeria della barca)

ϑ = angolo tra la prora e la rotta (nell'istante considerato)

k = costante di proporzionalità (v. dopo)

β = eventuale angolo impostabile nel sistema, quando sia necessario, in condizioni di equilibrio (prova $\cong$ con rotta), avere un certo angolo di barra (es.: bolina v. dopo)

Consideriamo $\beta = 0$. L'equazione (1) diventa:

$\alpha = k\,\vartheta$ (2)

e cioè essa ci dice che per un certo errore ϑ tra la prora e la rotta il sistema assicura un opportuno angolo di barra α per eliminare l'errore, cioè se la barca all'istante t_1 ha prora ϑ_1 (cioè la barca è fuori, della rotta prevista, di ϑ_1) il sistema fornisce l'angolo di barra α_1 che tende ad annullare ϑ_1. All'istante t_2, in seguito all'intervento di α_1 la barca passa da ϑ_1 a ϑ_2 e automaticamente la barra si riduce da α_1 ad α_2 e così via, con una correzione progressiva, proporzionale e continua finché per $\vartheta = 0$ (cioè barca in rotta, prora $\cong$ rotta) è $\alpha = 0$ (cioè non c'è angolo di barra). K è la costante di proporzionalità, cioè esprime quanta barra α_n c'è per quel certo errore di rotta ϑ_n · K è impostabile dall'esterno, in funzione dello stato del mare, della sensibilità di risposta che si vuol avere, ecc.

Consideriamo ora $\beta \neq 0$: può succedere che occorra un certo angolo di barra β per far andar diritta la barca, per esempio di bolina, con vele mal regolate, ecc. Analiticamente ciò significa che quando è $\vartheta = 0$ (prora $\neq$ con rotta) la barca per andare diritto non deve avere $\alpha = 0$ (angolo di barra nullo), ma $\alpha = \beta$ cioè angolo di barra residuo $= \beta$.

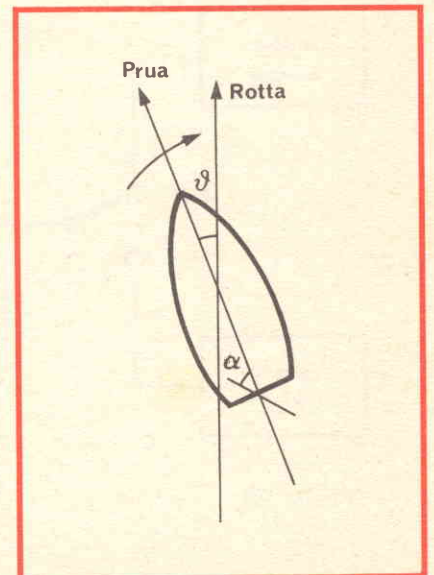



Fig. 1 - Disegno illustrante i vari elementi che concorrono alla teoria del sistema.

β può essere impostato dall'esterno: per piccoli spostamenti elettronicamente, per β rilevanti con la sagola di comando del timone

SCHEMA A BLOCCHI

Il sistema di fig. 2 ha due ingressi: un lettore di bussola, sul quale viene impostata la rotta bussola, o in alternativa un comando manuale che sostituisce elettronicamente la «ruota del timone»: tale comando serve solo per eventualmente governare la barca manualmente, mediante un potenziometro.

L'out del lettore di bussola è 0 quando la prora ≠ rotta, fornisce invece una tensione ≠ da 0 con segno ± e ampiezza proporzionale a K secondo il valore e il verso (destro / sinistro rispetto alla prora) di ϑ.

Questa tensione entra in un ramo di un amplificatore differenziale, collegato a sua volta ad un amplificatore a due canali (destro e sinistro) che comanda il motore dell' attuatore del comando di barra.

Sull'asse di tale motore è calettato il potenziometro della contro reazione che va sull'altro ramo dell'amplificatore differenziale.

Trattasi quindi di un normale servomeccanismo di posizione, che risolve appunto l'equazione (1).

DESCRIZIONE DEI GRUPPI

Lettore di bussola

E' il pezzo più difficile da realizzare vedi figg. 3, 4, 5, 6, 7, salvo si disponga di una piccola officina.

Occorre realizzare un sistema che fornisca in uscita una tensione nulla con barca in rotta, e una tensione con segno e ampiezza proporzionale a ϑ quando la barca esce di rotta. Ciò è stato ottenuto realizzando il disco mobile della bussola in plastica trasparente per metà, e opaco per l'altra metà (fig. 3). Due fotoresistenze collegate a ponte di Weasthone e montate diametralmente opposte leggono il disco (figg. 4-5): per $\vartheta = 0$ esse sono entrambe a cavallo della divisione del disco luce/ombra e non danno segnale in uscita.

Per $\vartheta = \vartheta_{destro}$ una è più illuminata dell'altra e danno in out una tensione es. positiva, per $\vartheta = \vartheta_{sinist.}$ si invertono ovviamente e danno una tensione es. negativa, inoltre il valore del segnale è, entro certi limiti, proporzionale a ϑ (fig. 7).

Naturalmente il castello che porta le due fotoresistenze deve essere mobile rispetto al telaio della bussola per poter impostare la rotta voluta. (figg. 5-6).

Costruttivamente si è partiti da un'ottima bussola marina: occorre sceglierla col disco mobile di plastica traslucido. La bussola va aperta, conservando accuratamente il liquido che c'è nell'interno, si smonta il disco, si raschia via tutta la graduazione e le scritte, si vernicia per metà con una vernice nera (resistente al liquido bussola): la mezzeria della figura è a 90° con l'asse N/S materializzato dal magnetino della bussola (v. fig. 3), si equilibra il disco, si rimonta la bussola col liquido relativo. A questo punto occorre una sorgente luminosa da mettere sotto il disco bussola e illuminandolo per trasparenza fornire l'informazione alle fotoresistenze (lampadine 6 V, o 3 A eventualmente stabilizzata).

Bisognerà quindi passare al disco porta fotoresistenze, fig. 4.

E' stato realizzato con un disco di ottone che porta incollata la graduazione 0 ÷ 360°. Su di un diametro sono saldati due tubetti che portano le fotoresistenze che si af-

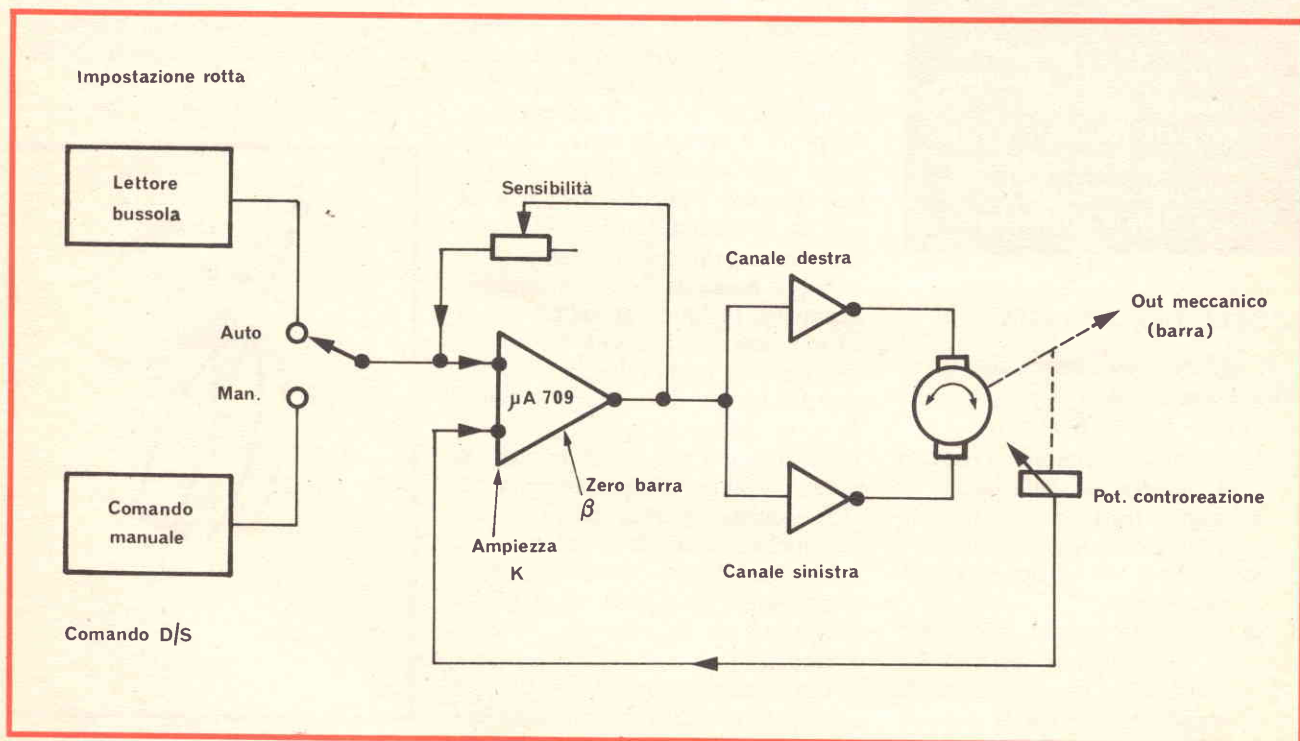
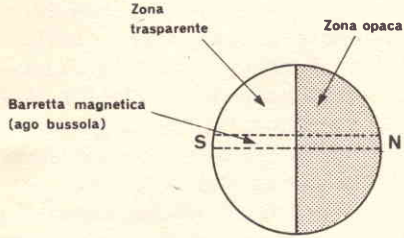
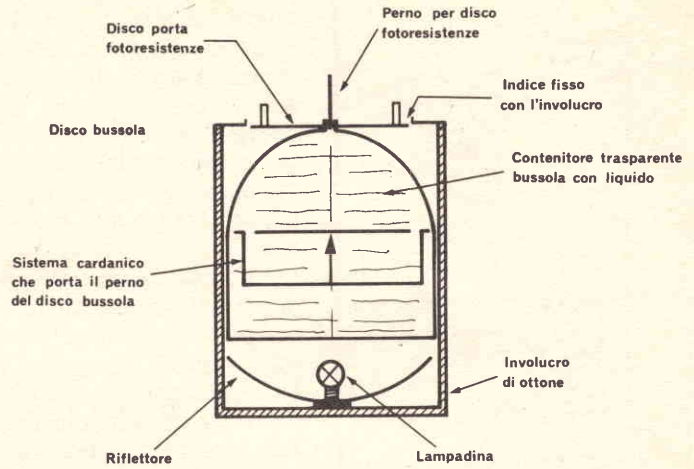
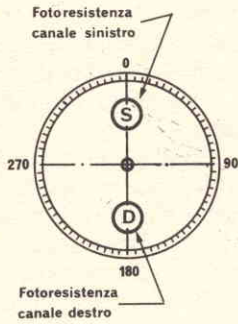
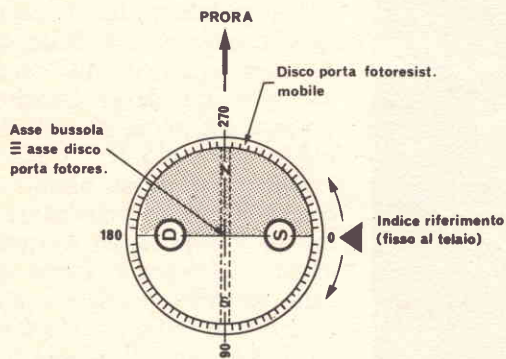
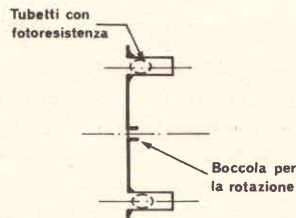
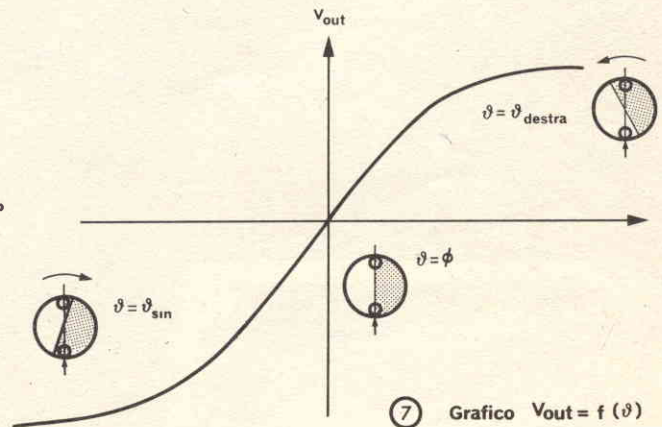



Fig. 2 - Schema a blocchi del pilota automatico per imbarcazioni.

Figg. 3-7 - Realizzazione del lettore di bussola.

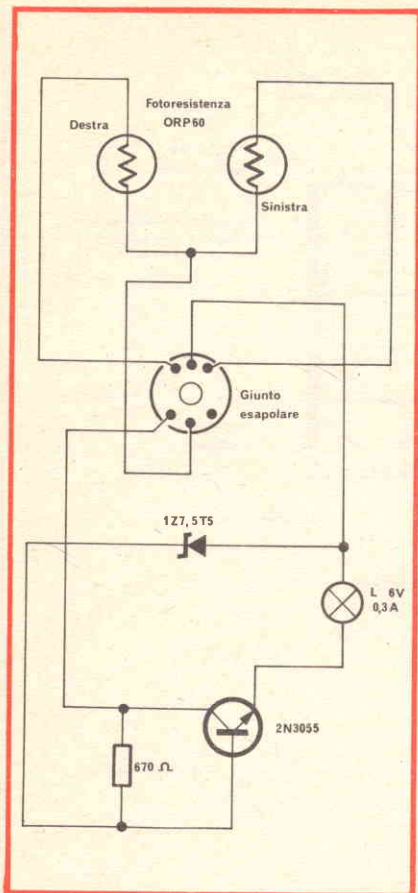



Fig. 8 - Schema elettrico del lettore di bussola.

facciano sulla parte inferiore del disco: i due tubetti sono sistemati sull'asse 0 ÷ 180° della graduazione del disco (v. fig. 4).

Il disco viene sistemato su di un perno solidale con la scatola della bussola e coincidente con l'asse di rotazione del disco bussola (fig. 5). In tal modo il disco porta fotoresistenze può ruotare per 360° e permette di impostare la rotta, letta appunto sulla graduazione del disco stesso, in corrispondenza di un indice fisso alla scatola (v. figg. 6 e 7).

La realizzazione di tale gruppo non è otticamente facile, perché occorre che l'immagine del disco bussola si formi a fuoco sul piano delle fotoresistenze e ciò è complicato dal fatto che l'involucro della bussola in genere è una boccia di plexiglass sferica, e allora bisognerà giocare sulla posizione della sorgente luminosa rispetto al fuoco dello specchio, e all'altezza del disco porta fotoresistenze rispetto alla superficie superiore curva della bussola (fig. 6).

Naturalmente bisognerà rispettare tutti gradi di libertà del disco bussola previsti dal costruttore della bussola e realizzati mediante un sistema cardanico interno al contenitore della bussola, cioè l'immagine del disco bussola dovrà formarsi anche con bussola moderatamente inclinata, ciò per consentirne l'uso con barca sbandata.

Tutto il gruppo dovrà essere chiuso in un involucro di ottone a tenuta di luce e verniciato nero opaco all'interno. (fig. 6).

Ritengo inutile scendere in ulteriori dettagli, il problema va risolto caso per caso, resta comunque chiaro che la bontà di tutto il sistema dipende dall'efficenza di questo gruppo.

Il ponte di Weasthon provvede anche a compensare squilibri termici, ciononostante l'alimentazione della lampadina è stabilizzata: credo comunque che il gruppo possa funzionare correttamente anche senza questa stabilizzazione.

Il gruppo fotoresistenze, lampadina e stabilizzatore sono montati sul lettore di bussola e collegati all'amplificatore con un giunto a 6 vie. I valori dei resistori del ponte di Weasthon sono quelli usati nel montaggio realizzato: essi possono variare anche notevolmente in funzione dell'intensità dell'immagine del disco bussola letta dalle fotoresistenze.

Ciò naturalmente può influenzare anche i valori delle reti elettriche che alimentano l'imput dell'amplificatore.

L'installazione a bordo del gruppo deve essere effettuata con tutte quelle attenzioni necessarie per una normale bussola di rotta, lontano da masse metalliche, ecc. compensata in modo che questa bussola indichi la stessa rotta della bussola principale e la rotta impostata dovrà essere corretta del valore della declinazione ecc: secondo le usuali formulette di navigazione piana.

Esempio di installazione del servomeccanismo e relativo motore.

Amplificatore

L'amplificatore fig. 9 non presenta difficoltà. E' realizzato con un μA 709 seguito da due canali formati ciascuno da un transistore di potenza che pilota un relè (1 scambio - 6 V - 115 Ω - 1,5 A).

Ognuno di questi piccoli relè ne comanda uno di potenza (1 scambio 12 V - 93 Ω - 5 A) per il comando del motore. Come si vede dallo schema è prevista una opportuna rete di resistenze che fanno capo a dei comandi esterni e precisamente:

— Un deviatore Auto/Man: in posizione Auto collega il lettore di bussola al sistema, in posizione Man collega un potenziometro al posto del lettore di bussola: tale comando permette quindi di telecoman-

dare la barca, cioè ruotando il comando es. a destra il timone girerà a destra per un angolo proporzionale alla rotazione del potenziometro.

— Un potenziometro indicato con β: introduce β nel sistema.

Serve per angoli molto piccoli. Se occorrono angoli grandi come per esempio per navigazione di bolina in certe condizioni, è più comodo intervenire sulla sagola di comando del timone spostandone il punto di fissaggio alla barra.

— Un potenziometro doppio indicato con Ampiezza: varia il K. cioè quanti gradi deve avere la barra (α) per quel certo ϑ: cioè può accadere che per piccole variazioni di fuori rotta (ϑ) occorra molta barra (α), oppure ne occorra poca, in funzione dello stato del mare, della direzione del vento, ecc.

— Un potenziometro per regolare la sensibilità: cioè di quanti gradi può uscire la barca di rotta prima che intervenga il sistema. Varia l'efficacia della controreazione sul µA 709.

E' previsto inoltre un piccolo milliamperometro (500 µA) a zero centrale che controlla l'assorbimento dei transistori finali.

In parallelo all'eccitazione dei relè di potenza sono collegate due piccole lampadine che segnalano all'esterno il corretto funzionamento.

Si è preferito adottare la soluzione con due relè per canale per avere un'alta sensibilità (ottenuta col relè più piccolo) e una potenza sufficiente (relè più grosso), per il comando del motore.

Disponendo di un solo relè che abbini le due caratteristiche è possibile usarlo.

Sconsigliabile invece una soluzione a comando statico del motore, per la rilevante potenza necessaria, d'altronde la soluzione presentata, oltre ad essere molto più economica, risulta stabile per quanto riguarda la possibilità di pendolamento non smorzato di tutto il servosistema (imbarcazione compresa).

Servomeccanismo

E' stato utilizzato un gruppo motore fig. 11 per tergicristallo auto, tipo con induttore a magnete permanente, (in modo che il motore

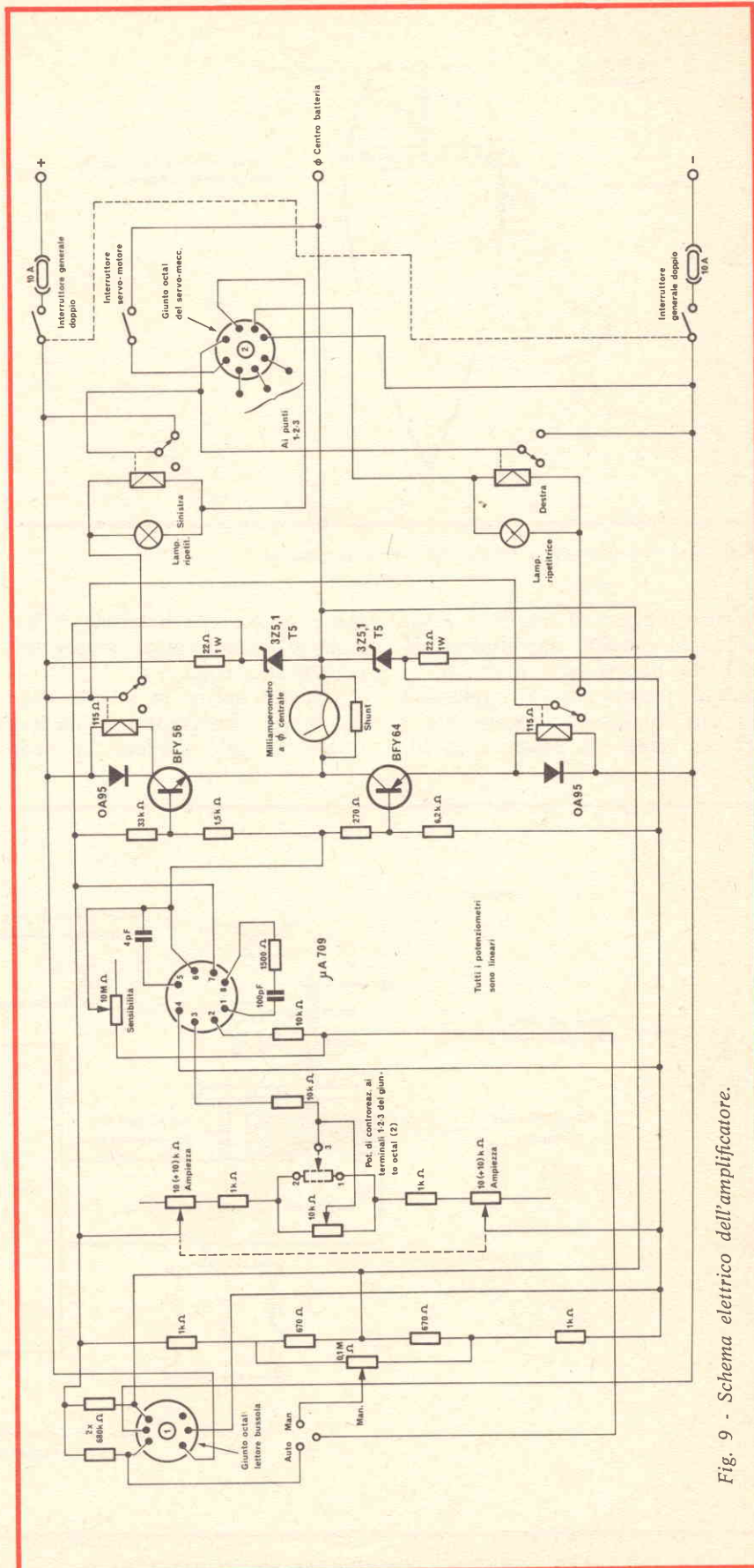



Fig. 9 - Schema elettrico dell'amplificatore.

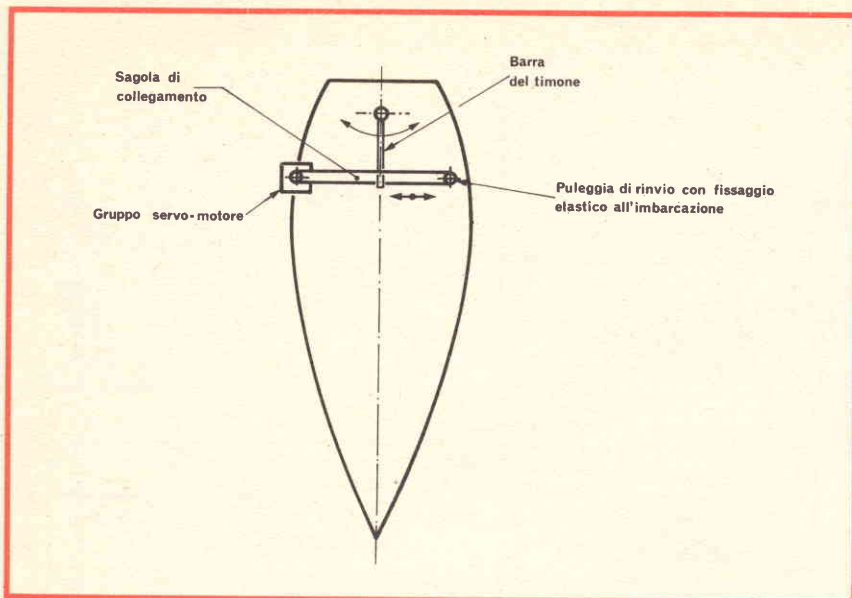



Fig. 10 - Installazione a bordo del servomeccanismo.

inverta il senso di rotazione invertendo la polarità dall'alimentazione) che ha già tutto il gruppo riduttore incorporato. Il tergicristallo che funziona normalmente a 12 V, viene nel nostro caso alimentato con 1/2 batteria (6 V), ciononostante fornisce coppia sufficiente allo scopo.

Occorre aprire la scatola degli ingranaggi, intervenire sull'albero dell'ingranaggio condotto in modo da applicare un alberetto che esca dalla parte opposta all'albero principale, e usando degli ingranaggi del meccano (rapporto circa 1:3) collegare meccanicamente a questo albero, l'albero del potenziometro della contro reazione.

Sono pure previsti calettati sull'albero del potenziometro due fine corsa destro e sinistro (fig. 11).

Sull'albero principale è fissato un «capstan» a chiocciola di acciaio inox che riceve la sagola che tramite una puleggia rinvio fissata alla barca con una corda elastica, comanda la barra. (vedi foto e fig. 10). E' previsto un interruttore per interrompere l'alimentazione del motore. Il potenziometro di contro reazione è a filo per questioni di usura.

Nota

Il sistema è alimentato con una normale batteria 12 V, però è necessaria una presa centrale (0) ottenuta con una vite a legno avvitata nella piastra 6 V della batteria, fig. 12.

Indice riferimento
Camme comando fine corsa
D/S rotazione potenziometro
Interruttori fine corsa D/S
Coppia ingranaggi
comando potenz.
Potenziometro
controreaz.
Albero aggiunto
per comando pot.
Scatola ingranaggi demoltiplica
Motore del servo-meccanismo
Asse motore
Cabestano a chiocciola
per sagola comando barra

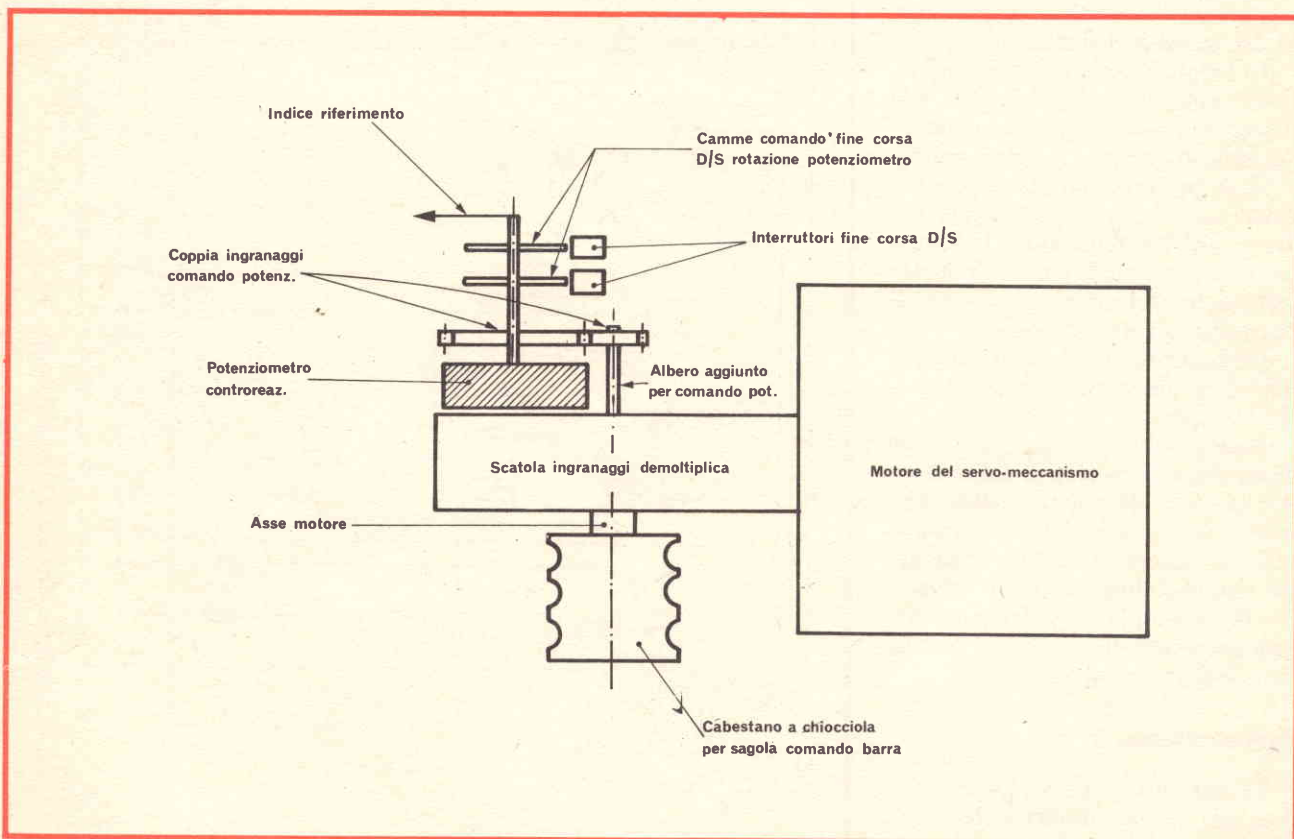
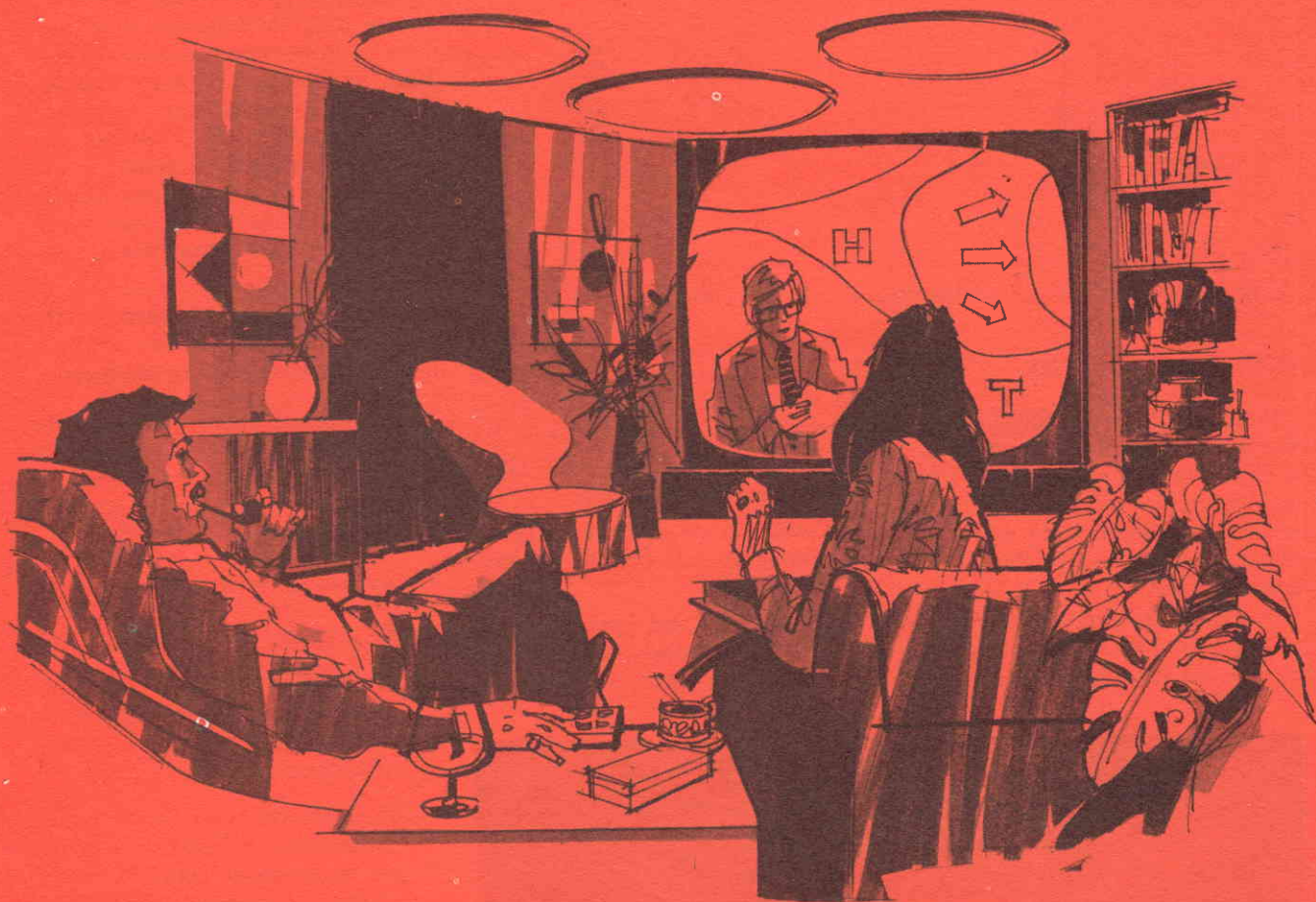



Fig. 11 - Realizzazione pratica del blocco motore del servo-meccanismo.

SIEMENS

condensatori nella tecnica avanzata dei televisori a colori

Oggi i televisori a colori sono ancora molto ingombranti, forse domani saranno l'equivalenza di un quadro da appendere alle pareti. E' certo che essi muteranno aspetto; però anche nei circuiti di domani ci saranno sempre condensatori che avranno la funzione di caricare, filtrare, accoppiare.
I condensatori della Siemens hanno partecipato attivamente allo sviluppo dell'elettronica apportandovi nuovi impulsi, nella miniaturizzazione, nei circuiti stampati, nell'integrazione e nell'automatizzazione della produzione.
Il condensatore a film MKM della Siemens, è stato appositamente sviluppato per la produzione su larga scala di circuiti stampati e di moduli. Esso è a bassa induttanza e viene fornito generalmente con il 5% di tolleranza. Possiede inoltre il più alto rapporto capacità/volume tra i condensatori della sua categoria.
La funzione di questo condensatore è quindi preminente nell'elettronica civile anche per la sua universalità.
Nel circuito di un televisore a colori ci sono ad esempio, ben 80 punti nei quali i condensatori MKM trovano la loro giusta applicazione.
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

per l'oggi e il domani: condensatori Siemens

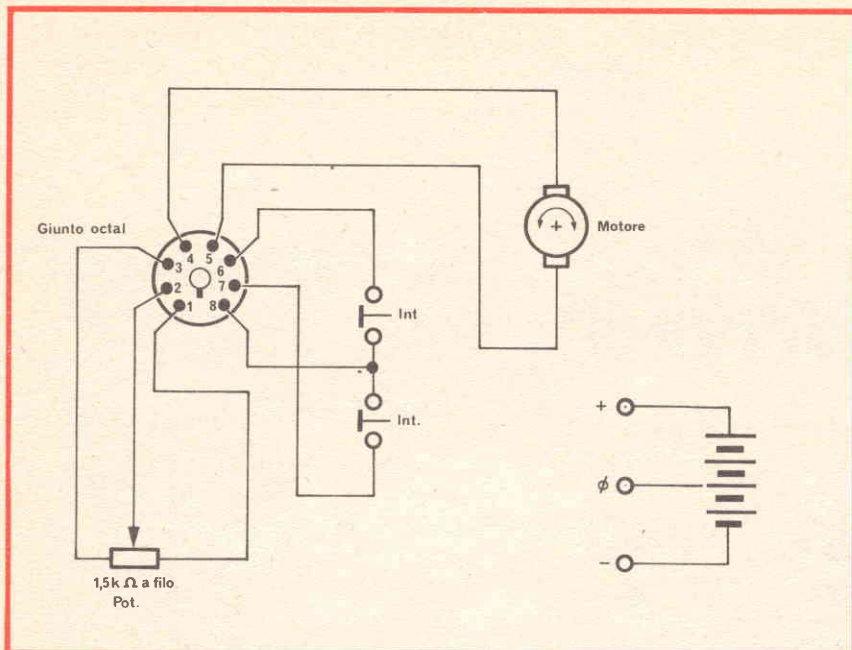



Fig. 12 - Schema elettrico del servomeccanismo attuatore comando barra.

NOTE DI ESERCIZIO

Il sistema sotto il profilo elettronico non è di difficile messa a punto. Sono indicati sugli schemi i valori dei resistori delle reti che sono sembrati più adatti: può essere comunque necessaria qualche piccola messa a punto.

Il sistema è completamente stabilizzato (eccetto gli stadi di potenza) per cui funziona correttamente sia col motore termico della barca che ricarica la batteria, sia con la batteria molto scarica (11 V).

— Caratteristiche (V_{batt} = 12 V misure fatte al banco)

— Campo di azione della barra del timone ± 10° (in 10" da banda a banda)

— Sensibilità (massima al banco: ≃ 1° di bussola). Normalmente in mare va bene ± 10°

— Ripresa dello zero della barra dopo intrervento ± 2°

— Ampiezza (K) — Variabile da L: 1 a 5 (bussola): 1 (timone)

— Consumo medio (spunto escluso) 0,5 ÷ 1,8 A (su 1/2 batteria, variabile in funzione della coppia resistente del timone).

L'uso in mare per circa una stagione ha confermato l'affidabilità del sistema, che si rivela particolarmente utile in bonaccia sotto motore, o con venti e andature che non impongano ecessivo sbandamento: da notare che oltre una certa forza di vento il sistema con timoni automatici a vento è più vantaggioso. L'ultima foto illustra una navigazione a vela con vento in poppa forza 4 (apparente) e vele a farfalla.

Occorre una certa pratica per trovare le condizioni migliori per i comandi, che sono tra loro interagenti.

— Sensibilità: non molto spinta 1/2 corsa (NB: la risposta in sensibilità è molto diversa se si usasse il sistema di governo manuale)

— Ampiezza: verso i valori minimi

— β: a centro (0)

— Si impone sul disco graduato porta fotoresistenze la rotta scelta facendolo ruotare opportunamente.

— Ci si accerta che il potenziometro montato nel servo comando sia in posizione centrale (metà corsa), (è previsto per ciò un indice che sporge sopra la scatola che contiene il gruppo ingranaggi e dà la posizione angolare dell'albero del potenziometro di contro reazione).

— Si porta la barca approssimativamente in rotta manualmente, con barra al centro si collega la sagola al capstan del servo e si dà tensione al motore del servo.

— Il sistema prende il governo, porta la barca in rotta e dopo breve oscillazione smorzata ve la mantiene.

Navigazione con pilota automatico. La foto è stata scattata durante una navigazione a vela con vento in poppa forza 4.

I FILTRI PASSIVI

a cura di R. RADICE

I filtri passivi sono delle reti che utilizzano componenti (o elementi) C e L con l'esclusione di qualsiasi resistenza materiale R.

In realtà ogni bobina possiede una resistenza in serie e una capacità in parallelo.

Le capacità non elettroniche possono, nel campo della bassa frequenza, essere considerate come pure. La realizzazione pratica dei filtri darà quindi risultati previsti dal calcolo in cui l'influenza della resistenza e della capacità delle bobine utilizzate sarà trascurabile; ciò si ottiene in numerosi casi pratici e per questa ragione lo stadio e la realizzazione dei filtri si rilevano utili.

SCOPO DEI FILTRI

I filtri hanno lo scopo di modificare le caratteristiche della risposta di frequenza, in una banda determinata.

I filtri passa-basso lasciano passare i segnali a tutte le frequenze al di sotto di una frequenza f_2 e arrestano quelli delle frequenze superiori a f_2.

I filtri passa-alto, al contrario, bloccano i segnali inferiori alla frequenza f_1 e lasciano passare quelli a frequenze superiori.

I filtri di banda trasmettone tutte le frequenze comprese fra f_1 e f_2 ($f_1 < f_2$) e arrestano i segnali a frequenze inferiori a f_1 e superiori a f_2.

I filtri soppressori di banda arrestano i segnali a tutte le frequenze comprese fra due valori f_1 e f_2 e trasmettono i segnali a delle frequenze inferiori a f_2 e a quelle superiori a f_1 nel caso in cui $f_1 > f_2$.

TERMINALI DEI FILTRI

In generale, nel caso più semplice, si considera una sorgente di corrente di resistenza R all'entrata e una resistenza R di uguale valore all'uscita.

L'attenuazione ottenuta col filtro è il rapporto delle tensioni o delle correnti all'uscita e all'entrata.

A ciascun filtro, a seconda della sua forma e del valore dei suoi elementi, corrisponde un valore determinato di R.

FREQUENZE LIMITE

Le frequenze f_1 e f_2 che sono definite precedentemente sono chiamate frequenze «cut-off» o frequenze limite.

FILTRI TIPICI

I filtri si compongono di impedenze collegate fra loro e che danno luogo alle configurazioni seguenti:

a) filtri a T simmetrico (fig. 1) che corrisponde alla forma di questa lettera e che si compone di due elementi Z ½ in serie e di un elemento in derivazione Z_2;

b) filtri a π aventi la forma indicata dalla figura 2. Questo filtro è ancora simmetrico e si compone di due impedenze $2Z_2$ in derivazione e una impedenza Z_1 in serie;

c) filtri ad L. Ce ne sono di due tipi, l'uno come quello della figura 3 e l'altro come quello della figura 4. Si osserverà che se si collegano i capi di destra dell'L della figura 3 a quelli di sinistra dell'L della figura 4, si ottiene un filtro a T come quello della figura 1, perché le 2 impedenze in deri-

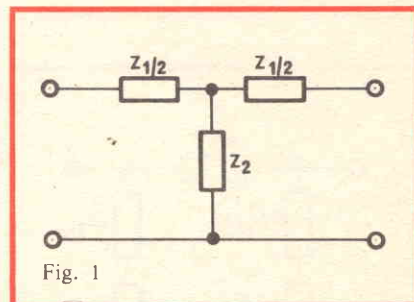



Fig. 1

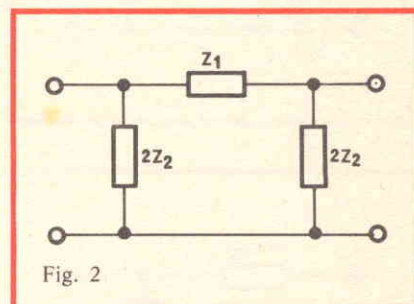



Fig. 2

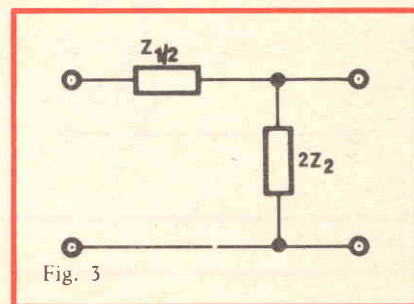



Fig. 3

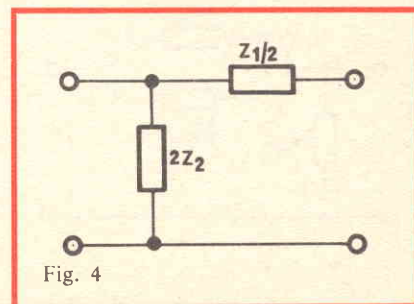



Fig. 4

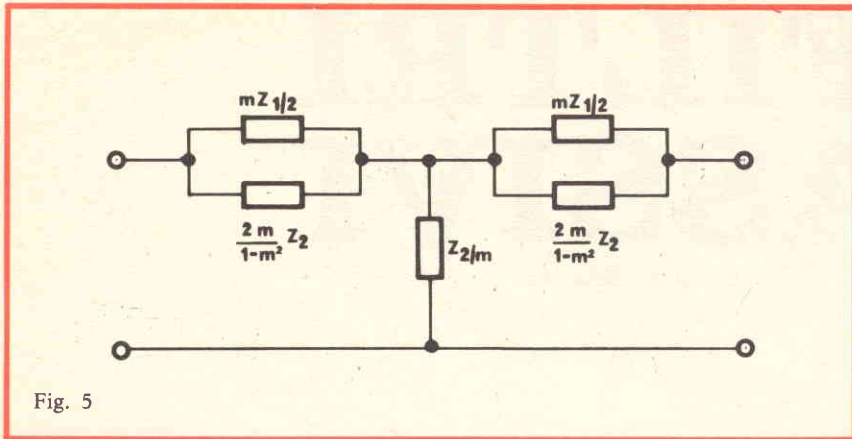



Fig. 5

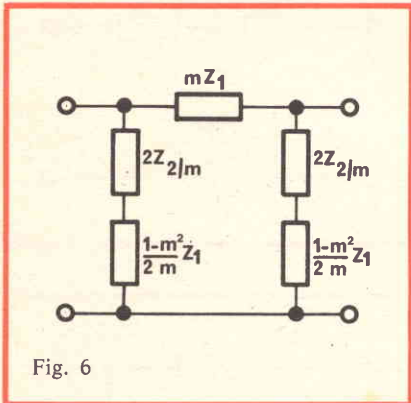



Fig. 6

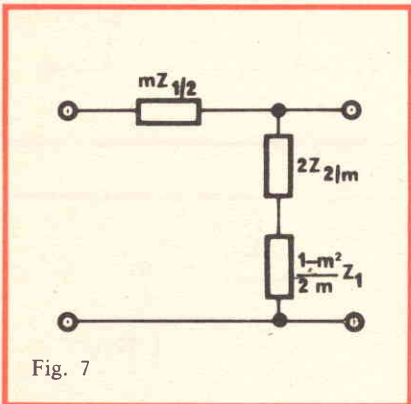



Fig. 7

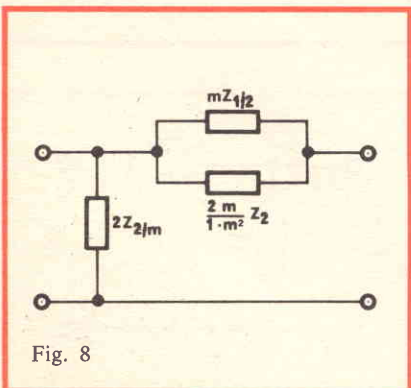



Fig. 8

vazione $2Z_2$ messe in parallelo costituiscono l'impedenza in derivazione $2Z_2$ del T.

Ugualmente se si collega il filtro a L della figura 4 davanti al filtro a L della figura 3 si ottiene il filtro a π della figura 2, perché le due impedenze in serie $Z_1/2$ costituiscono una impedenza unica uguale a Z_1 come quella del filtro a π.

RELAZIONI FRA Z_1 E Z_2

I filtri possono essere di due tipi: a **K costante** e a **m**.

Nei filtri a K costante vi è la relazione fra Z_1 e Z_2:

$$Z_1 \, Z_2 = K^2$$

in cui K è una costante che ha le dimensioni di una resistenza.

La resistenza R di entrata o di uscita definita in un paragrafo precedente è presa uguale a K:

$$R = K$$

Se i terminali non sono una resistenza R ma una impedenza che dipenda dalla frequenza, si sceglie K in modo che esso sia uguale al valore di questa impedenza per una frequenza determinata.

Così si procede quando si tratti per esempio di altoparlanti per i quali si sceglie il valore dell'impedenza ottimale di carico del transistore finale alla frequenza per esempio di 400 Hz o di 1000 Hz.

FILTRI DERIVATI DA M

Questi filtri hanno le stesse quattro forme a T, a π a L prima maniera e L seconda maniera. Le relazioni fra Z_1 e Z_2 comportano tuttavia un parametro M che entra fra i coefficienti che moltiplicano Z_1 e Z_2 come è mostrato sui valori indicati nelle figure da 5 a 8.

Rileviamo ancora che il filtro della figura 7 rappresenta la metà di destra di quello della figura 6, nel quale si sarebbe divisa in due metà l'impedenza serie mZ_1.

Ugualmente, il filtro della figura 8 rappresenta la metà di destra del filtro a T della figura 5, nel quale si dovrebbe sostituire l'impedenza in derivazione Z_1/m con due impedenze in derivazione $2Z_1/m$ la cui messa in parallelo equivale esattamente a Z_1/m.

Possono essere previsti dei filtri a L aventi la forma delle figure 7 e 8, ma con delle impedenze serie dall'altra parte. Questi costituiranno, come verrà indicato in seguito, dei filtri completi come quelli rispettivamente delle figure 6 e 5.

I filtri a T e a π sono detti filtri interi o ancora sezioni intere di filtro, mentre quelli a L, mezzi filtri o mezze sezioni di filtri.

FILTRI MULTIPLI

Esistono due tipi di filtri multipli (o anche filtri a sezioni multiple).

1) I filtri uniformi nei quali tutte le sezioni sono identiche, salvo quelle alle estremità che in generale sono delle semisezioni alle estremità libere delle quali si collegano le resistenze o impedenze terminali.

2) I filtri composti, nei quali le differenti sezioni possono essere di tipo diverso.

FORMULE PER IL CALCOLO DEI FILTRI A UNA SEZIONE

Nelle figure da 1 a 8, sono rappresentate le configurazioni generali dei filtri con le impedenze che li costituiscono. Come abbiamo detto, queste impedenze si compongono di bobine e di capacità.

A seconda della forma di queste impedenze Z_1 e Z_2, si ottengono filtri di diverso tipo: passa-basso, passa-alto, filtri di banda o filtri soppressori di banda.

Nell'articolo vengono forniti gli schemi pratici di questi filtri, la forma della curva di attenuazione, quella della curva di trasmissione

e le formule di calcolo degli elementi L e C in ciascun caso.

FILTRI PASSA-BASSO DEL TIPO A K COSTANTE

Questi filtri corrispondono allo schema della figura 9. Il filtro passa-basso è a L e si compone di una bobina L_1 e di una capacità C_2.

La curva di destra corrisponde alle caratteristiche di trasmissione, f_2 è la frequenza «cut-off».

Quella di sinistra è la curva di attenuazione.

Le formule corrispondenti sono:

$$L_1 = R/(\pi f_2) \quad (1)$$

$$C_2 = 1/(\pi f_2 R) \quad (2)$$

Si osserverà che si ha, riferendosi allo schema generale della figura 3:

$$Z_1/2 = j2\pi fL \quad (3)$$

$$2Z_2 = -j/2\pi fC_2 \quad (4)$$

in cui f è una frequenza qualunque.

Dalle formule (2) e (3) si ricava:

$$Z_1 Z_2 = L/C_2$$

e secondo le formule (1) e (2):

$$Z_1 Z_2 = R^2 = K^2$$

Il che rappresenta la condizione richiesta per un filtro a K costante.

Esempio numerico

Sia $R = 500\ \Omega$ e $f_2 = 200$ Hz.

Calcoliamo gli elementi del filtro passa-basso a K costante rappresentato nella figura 9.

Si tratta di calcolare L_1 e C_2 in funzione di R e f_2; si utilizzeranno le formule (1) per L_1 e (2) per C_2.

$$L_1 = R/(\pi f_2) = 500/(3{,}14 \cdot 200)\ \text{H}$$

dove:

$$L_1 = 0{,}7957\ \text{H} = 795{,}7\ \text{mH}$$

$$C_2 = \frac{10}{3{,}14}\ \mu\text{F} = 3{,}1\ \mu\text{F}$$

Questo filtro a L può essere completato da una L rovesciata per realizzare un filtro a T o a π come si è già detto.

Questo filtro può essere utilizzato anche come entrata o uscita per un filtro multiplo come indicato trattando dei filtri di questo tipo.

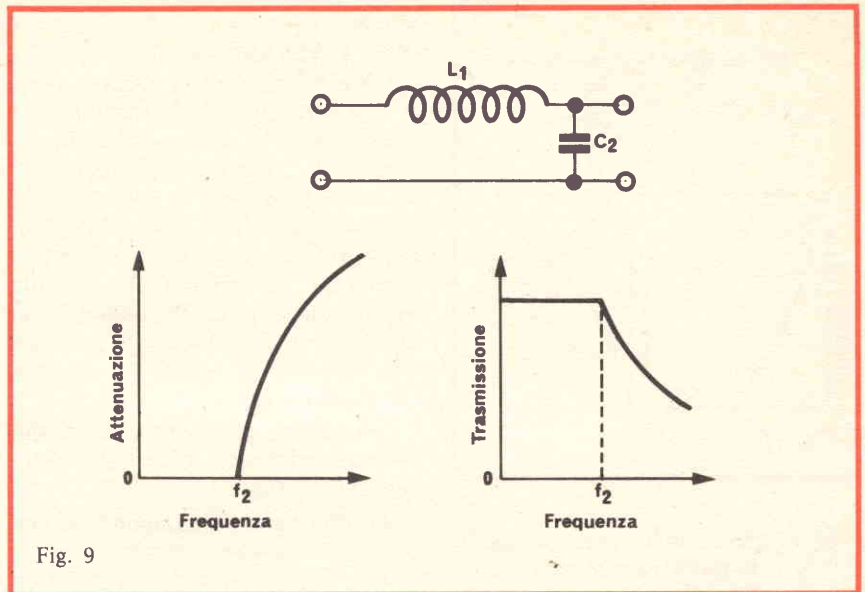



Fig. 9

FILTRI PASSA-BASSO A M

Questo filtro si può realizzare secondo uno degli schemi (a) o (b) della figura 10. Il calcolo degli elementi L_1, L_2, C_2 si farà per mezzo delle formule:

$$L_1 = \frac{mR}{\pi f_2} \quad (5)$$

$$L_2 = \frac{(1 - m^2)\ R}{4\ m\pi\ f^2} \quad (6)$$

$$C_1 = \frac{1 - m^2}{4\ m\pi\ f_2} \quad (7)$$

$$C_2 = \frac{m}{\pi f_1 R} \quad (8)$$

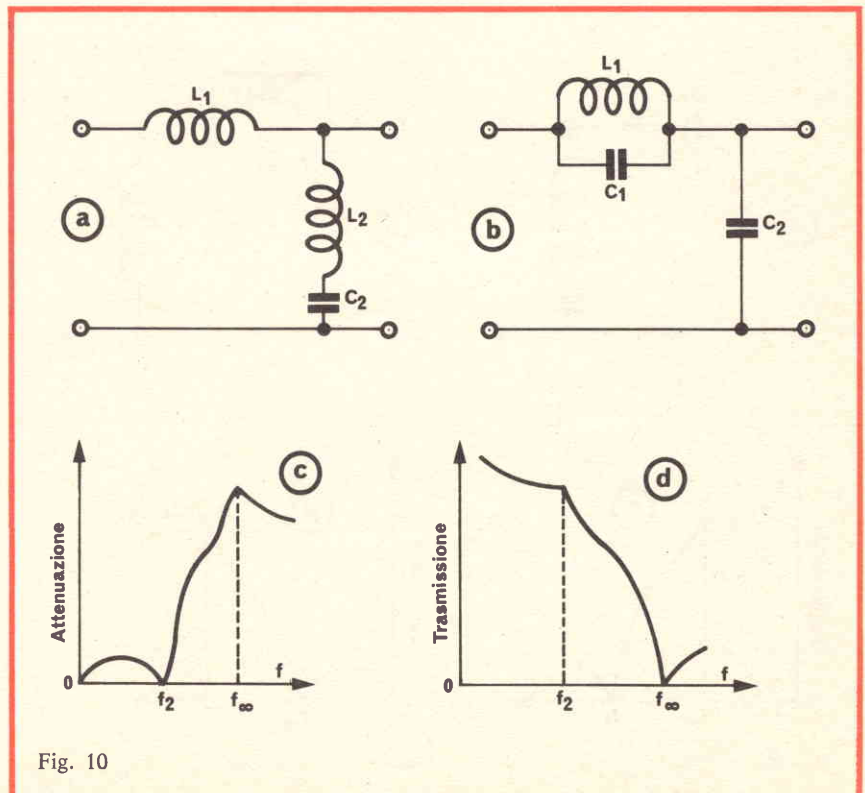



Fig. 10

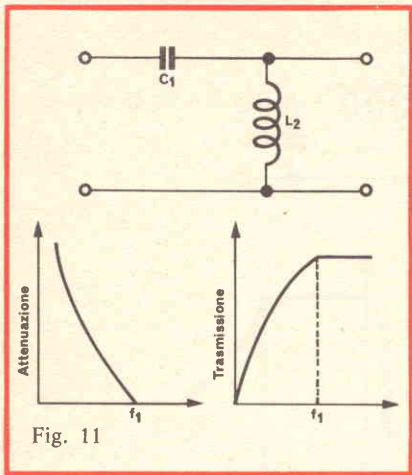



Fig. 11

Il valore di m è legato a quello di $f\infty$ e f_2 dalla relazione:

$$m = \sqrt{1 - (f_2/f^2\infty)} \quad (9)$$

che permette di calcolare m se $f\infty$ è dato o inversamente, di calcolare f se m è dato.

Esempio numerico

Ponendo

$R = 500\ \Omega$ e $f_2 = 200$ Hz

se $m = 1$, si nota che questo filtro in m diventa un filtro K costante, ciò è facilmente evidenziabile attraverso le formule da (5) a (8) nelle quali basta sostituire 1 a m.

Così la formula (5) diventa uguale alla formula (1), la formula (6) scompare e L_2 anche (bisogna sostituire L_2 con il collegamento di fig. 10/a); anche la formula (7) scompare perché $C_1 = 0$. Per cui nella figura 10/b C_1 deve essere eliminato; la formula (8) diventa la formula (2). La formula (9) dà allora $f_2 = f\infty$. La configurazione del filtro è, in queste condizioni, quella della figura 9.

Prendiamo ora per m, un valore sovente adottato, $m = 0,6$ dunque $m^2 = 0,36$.

Questo valore corrisponde a una curva senza sovratensione.

Ponendo ancora

$R = 500\ \Omega$ e $f_2 = 200$ Hz

secondo la (9) si trovano

$f\infty = 245$ Hz

secondo la (6) si trovano

$L_2 = 254$ mH e

secondo la (5) si ha:

$C_2 = 1,9\ \mu F$ circa

$L_1 = 480$ mH (formula (7)) e

$C_1 = 1,01\ \mu F$

secondo la formula (8).

Fig. 12

Secondo esempio filtri a T e a π

Mantenendo gli stessi valori attribuiti a m, R e f_2 vediamo quali saranno i valori di L_1, L_2, C_1 e C_2 in un filtro a T. Adottiamo lo schema (b) della figura 10.

I due componenti serie, L_1 C_1 non saranno modificati ma il componente in derivazione, sarà realizzato con due condensatori C_2 in parallelo, ciò che darà una capacità

$$2C_2 = 3,8\ \mu F.$$

Per un filtro a π, C_2 non verrà modificato e si avrà un solo componente serie.

FILTRO PASSA-ALTO A K COSTANTE

La figura 11 dà lo schema e le curve di attenuazione e di trasmissione relative a questo filtro.

Le formule di calcolo sono:

$$C_1 = \frac{1}{4\ \pi\ f_1 R} \quad (9A)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\ \pi\ f_1} \quad (9B)$$

Si verificherà facilmente che

$$Z_1\ Z_2 = L_2/C_1 = R^2$$

Esempio numerico

Siano

$R = 5.000\ \Omega$ $f_1 = 5.000$ Hz

Utilizzando le formule (9A) e (9B) si trova:

$C_2 = 3$ nF

$L_2 = 79$ mH

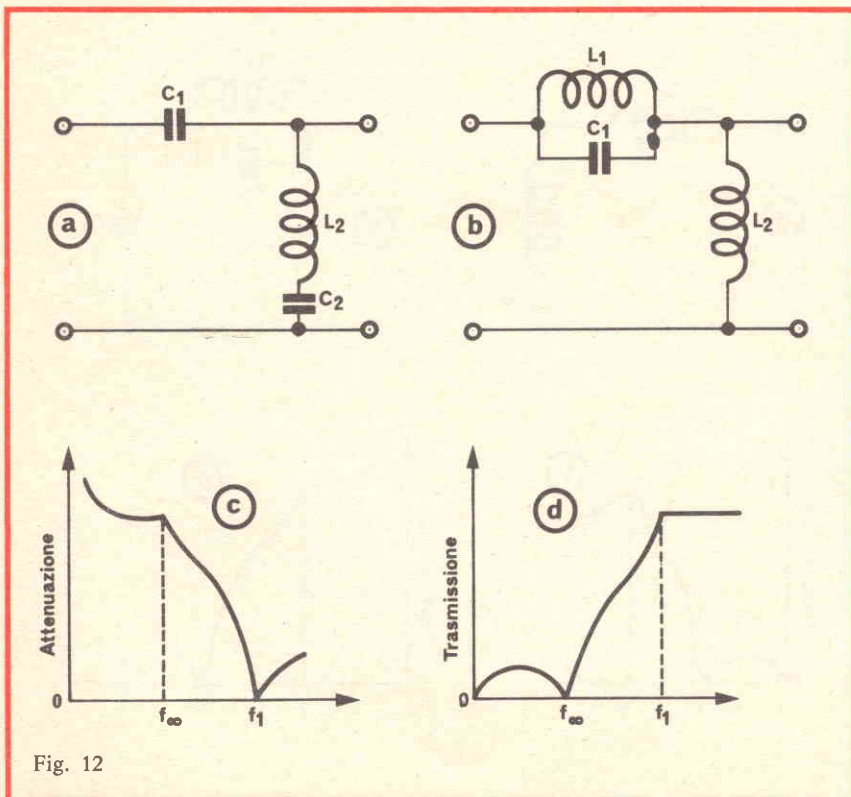
FILTRI PASSA-ALTO AD M

Essi sono rappresentati alle figure 12a e 12b.

f_1 è la frequenza cut-off e $f\infty$ la frequenza di attenuazione infinita o di trasmissione nulla.

Si utilizzeranno le formule:

$$C_1 = \frac{1}{4\ \pi\ f_1 mR} \quad (10)$$

$$C_2 = \frac{m}{(1-m^2)\pi f_1 R} \quad (11)$$

$$L_1 = \frac{mR}{(1-m^2)\ f_1} \qquad (12)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\ \pi\ f_1 m} \qquad (13)$$

$$m = \sqrt{\frac{1 - f^2\infty}{f_1^2}} \qquad (14)$$

FILTRI SOPPRESSORI DI BANDA A K COSTANTE

Questi filtri eliminano i segnali di frequenze comprese fra f_1 ed f_2. La frequenza f_m è definita da:

$$f_m = \sqrt{f_0\ f_1} \qquad (15)$$

le formule di calcolo sono:

$$L_1 = \frac{(f_1 - f_0)\ R}{\pi\ f_0\ f_1} \qquad (16)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\ \pi\ (f_1 - f_0)} \qquad (17)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\ \pi\ (f_1 - f_0)\ R} \qquad (18)$$

$$C_2 = \frac{f_1 - f_0}{\pi\ R\ f_0\ f_1} \qquad (19)$$

Per calcolare i diversi elementi, è comodo cominciare a calcolare prima $f_1 - f_0$ e $f_1\ f_0$.

Siano:

$$f_1 - f_0 = G \text{ e } f_1\ f_0 = P$$

si avrà:

$$L_1 = \frac{GR}{P\pi} \qquad (20)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\ G\pi} \qquad (22)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\ GR\pi} \qquad (21)$$

$$C_2 = \frac{G}{RP\pi} \qquad (23)$$

Esempio numerico

Siano $R = 500\ \Omega$; $f_0 = 400$ Hz; $f_1 = 600$ Hz; $f = 200$ Hz; $P = 24 \cdot 10^4$.

TABELLA I

$$L_1 = \frac{mR\ (f_1 - f'_0)}{\pi\ f_0\ f_1} \qquad (24)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\ \pi\ (f_1 - f_0)\ mR} \qquad (25)$$

$$L_2 = \frac{aR}{4\ \pi\ (f_1 - f_0)} \qquad (26)$$

$$C_2 = \frac{f_1 - f_0}{\pi\ f_0\ f_1\ bR} \qquad (27)$$

$$L'_2 = \frac{bR}{4\ \pi\ (f_1 - f_0)} \qquad (28)$$

$$C'_2 = \frac{f_1 - f_0}{\pi\ f_1\ f_0\ aR} \qquad (29)$$

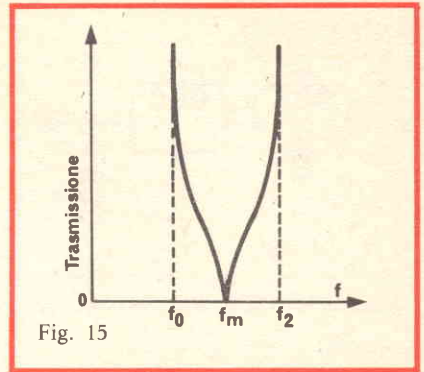



Fig. 15

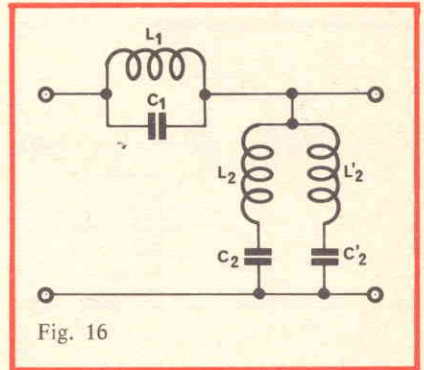



Fig. 16

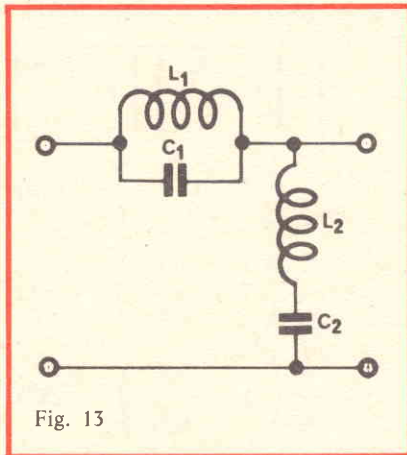



Fig. 13

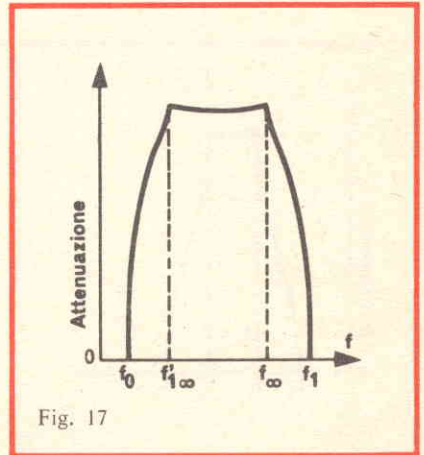



Fig. 17

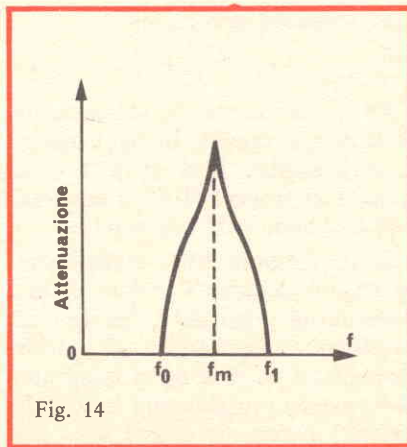



Fig. 14

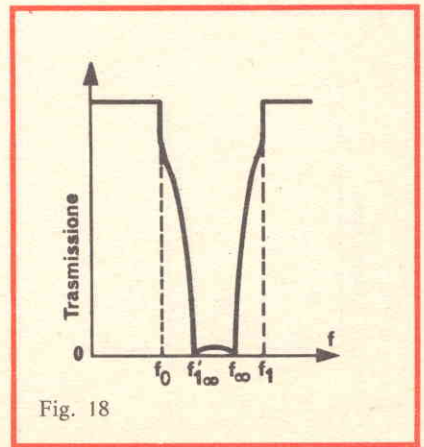



Fig. 18

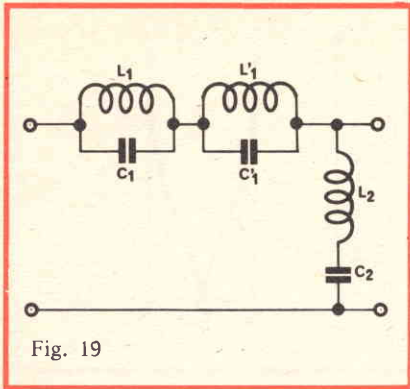



Fig. 19

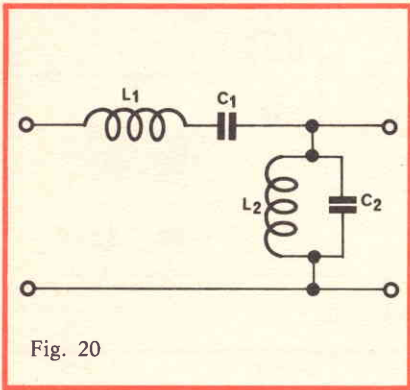



Fig. 20

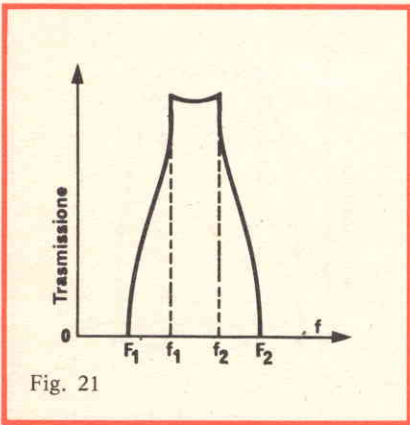



Fig. 21

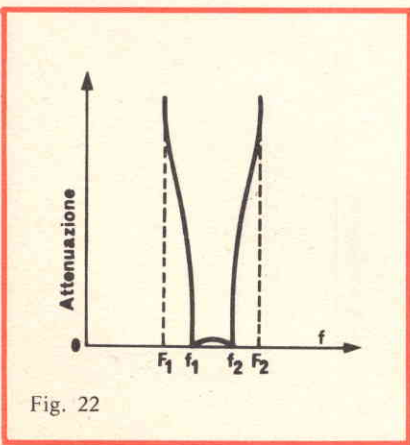



Fig. 22

Si trova facilmente secondo le formule di cui sopra:

$$L_1 = 0{,}153 \text{ H o } 153 \text{ mH}$$
$$L_2 = 0{,}2 \text{ H circa}$$
$$C_1 = 0{,}8 \ \mu F$$
$$C_2 = 0{,}53 \ \mu F.$$

SOPPRESSORI DI BANDA DERIVATI DA M

Ci sono due tipi di filtri soppressori di banda.

Quelli di tipo **serie** (vedi fig. 16) hanno delle curve di attenuazione come quelle di fig. 17 e delle curve di trasmissione come quelle della fig. 18. L'orientamento di queste curve indica che si tratta di filtri soppressori di banda: attenuazione massima e trasmissione nella banda considerata da f a f'.

Per il filtro serie soppressore di banda le formule di calcolo sono date alla tabella 1.

In queste formule sono presenti m, ed f' che sono ricavabili dalle formule (30), (31), (32), (33).

$$m = \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{f_0^2}{f_1^2\infty}\right)\left(1 - \frac{f_1^2\infty}{f_1^2}\right)}}{1 - \frac{f_0}{f_1}} \quad (30)$$

$$a = \frac{1}{m}\left(1 - \frac{f_0 f_1}{f_1^2\infty}\right) \quad (31)$$

$$b = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{f_1\infty}{f_0 f_1}\right) \quad (32)$$

$$f'_1\infty = f_0 f_1 / f_1\infty \quad (33)$$

Si sceglierà per esempio:

$$m = 0{,}6$$

Se si diminuisce m, l'attenuazione sarà più rapida. In ogni modo, si avrà sempre $0 < m < 1$ e se $m = 1$ si troverà il filtro soppressore di banda a K costante.

Dalla formula (30) della figura 17 si può dedurre il valore di m^2, elevando al quadrato i due fattori. Si ottiene un'equazione di cui le frequenze f ed m sono al quadrato. Si forniscono in generale tutti i valori dei parametri, salvo uno che

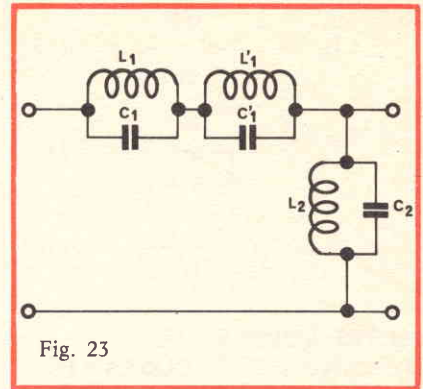



Fig. 23

TABELLA II

$$L_1 = \frac{(f_1 - f_0)\,R}{\pi\, f_0\, f_1\, b} \quad (35)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\,\pi\,(f_1 - f_0)\,m} \quad (36)$$

$$L'_1 = \frac{(f_1 - f_0)\,R}{\pi\, f_0\, f_1\, a} \quad (37)$$

$$C_1 = \frac{a}{4\,\pi\,(f_1 - f_0)\,R} \quad (38)$$

$$C_2 = \frac{m\,(f_1 - f_0)}{\pi\, f_0\, f_1\, R} \quad (39)$$

$$C'_1 = \frac{b}{4\,\pi\,(f_1 - f_0)\,R} \quad (40)$$

TABELLA III

$$L_1 = \frac{R}{\pi\,(f_2 - f_1)} \quad (41)$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1)\,R}{4\,\pi\, f_1\, f_2} \quad (42)$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\,\pi\, f_0\, f_2\, R} \quad (43)$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi\,(f_2 - f_1)\,R} \quad (44)$$

sarà dedotto dalla citata equazione. Si potrebbe, per esempio, fissare prima f_0, f_1, $f\infty$ e ricavare $f'\infty$ dalla formula (33).

Il valore di m sarà allora dato dall'equazione (30) e quelli di a e b dalle equazioni (31) e (32). Non resterà poi che utilizzare le relazioni da (24) a (29) per calcolare i valori delle bobine e dei condensatori.

Esempio di calcolo

Siano R = 1.000 Ω, f_0 = 1.000 Hz, f_2 = 2.000 Hz, f_1 = 1.840 Hz.

La formula (33) dà:

$$f_1\infty = 1.180 \text{ Hz}$$

Introducendo questo valore in (30) si trova m = 0,6.

Con l'aiuto di altre formule, si ottiene a = 4,5; b = 2,65 e in seguito L_1 = 95 mH, L_2 = 0,36 H = 360 mH, L'_2 = 210 mH, C_1 = 0,133 µF, C_2 = 60 nF, C'_2 = 35 nF.

SOPPRESSORE DI BANDA DERIVATO DA M (derivatore)

Questo filtro è rappresentato alla figura 19. Le curve di attenuazione e di trasmissione sono date nelle figure 17 e 18.

Per calcolare gli elementi si procede come indicato nel paragrafo precedente. Si determinano m, a, b, e f'_1 con le formule (30), (31), (32), (33).

Si calcoleranno in seguito gli elementi L e C, a mezzo delle formule da (35) a (40) date dalla tabella II.

Per il calcolo numerico, conviene ricavare in precedenza f_0 f_1 e $f_1 - f_0$.

FILTRI PASSA-BANDA

Esistono due tipi di filtri passa-banda.

Quelli a K costante e quelli «derivati da m».

Con questi filtri, come è indicato dal loro nome, si possono eliminare i segnali a una frequenza inferiore a una frequenza data f_1 e quelli a una frequenza superiore a una frequenza data f_2.

Il filtro trasmetterà, per conse-

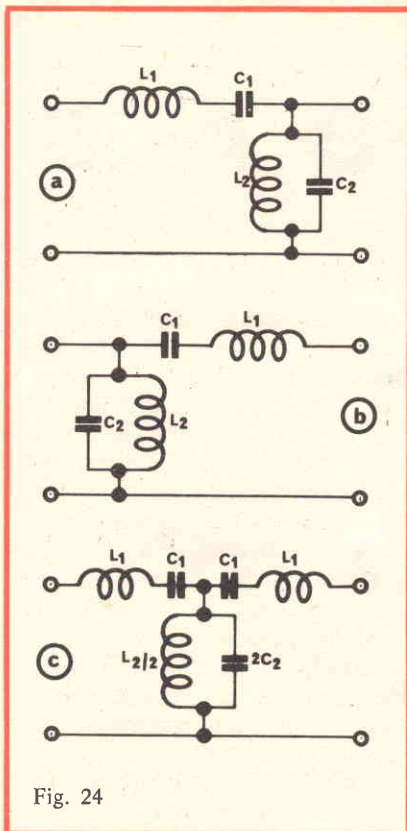



Fig. 24

Fig. 25

Fig. 26

Fig. 27

Fig. 28

guenza, i segnali di frequenza compresi nella banda da f_1 a f_2.

FILTRI PASSA-BANDA A K COSTANTE

Lo schema di questi filtri è dato dalla figura 20, l'attenuazione è indicata alla figura 21 e la trasmissione alla figura 22, si utilizzeranno le formule da (41) a (44) della tabella III.

Come in certi casi precedenti, sarà comodo calcolare prima i termini come $f_2 - f_1$, $f_1 f_2$ che entrano nell'espressione di parecchie formule.

FILTRI a T e π

I filtri indicati sinora sono tutti del tipo a L con la parte orizzontale a sinistra.

Associando ciascun filtro con un altro filtro identico ma con la parte orizzontale a destra, si potrà ottenere sia un filtro a T, sia un filtro a π.

Prendendo come base il filtro della figura 20 e riportandolo in figura 24 si vede che aggiungendo alla sua destra il filtro di figura 24/b (simmetrico al precedente) si otterrà il filtro a T di figura 24/c nel quale si sono sostituite le bobine L_2 in parallelo con $L_2/2$ e i condensatori C_2 in parallelo con $2C_2$.

Similmente (fig. 25) ponendo il filtro simmetrico, a sinistra anziché a destra si ottiene un filtro a π (fig. 25/c) nel quale si sono sostituite le due bobine L_1 in serie con $2\ L_1$ e i due condensatori in serie C_1 con $C_1/2$.

Vediamo ora gli altri filtri.

FILTRI PASSA-BASSO

Dal tipo a K costante si ottengono senza difficoltà i filtri T e il π indicati nella figura 26. Per i tipi a m, serie, si ha il T e il π indicati nella figura 27. Per il tipo a m derivato, si ottiene il T e il π della figura 28.

FILTRI PASSA-ALTO

Come per i filtri passa-basso anche per i filtri passa-alto si potranno costruire gli schemi dei filtri a K costante, a m serie, a m derivazione, a T e a π.

A=B A>B A<B

di I2KH Gloriano ROSSI

Può capitare di dover sapere se un determinato valore di un circuito è uguale, maggiore o minore di un altro.

Il circuito qui considerato mette a paragone due numeri espressi in codice binario.

Il componente principale è un integrato della serie TTL tipo 7483 che svolge la funzione di sommatore a quattro bit.

L'unica figura di questo breve articolo mostra il circuito elettrico del dispositivo.

Si può notare che, in ausilio al 7483, esistono degli ex-inverter ed una porta a tre ingressi.

Il numero espresso in codice binario «A» è paragonato al numero «B», del quale viene invertito lo stato logico.

Consideriamo ora le uscite che, per prova, saranno collegate con delle lampadine oppure con tre diodi Led.

Se A è maggiore di B il primo Led è acceso mentre il secondo rimarrà spento in quanto l'ex-inverter ne avrà mutato lo stato logico e si troverà quindi un'uscita a livello contrario dell'entrata.

Se A è minore di B il ragionamento da fare è l'inverso del precedente.

Nel caso che A fosse uguale a B le uscite M1 M2 ed M3 si troverebbero in condizione tale che l'uscita della porta a tre ingressi farebbe accendere il diodo Led relativo.

Il circuito di alimentazione è il solito per logiche TTL a 5,1V.

Molte possono essere le applicazioni di questo circuitino. Per esempio, può essere applicato ad un frequenzimetro affinchè un determinato progetto non abbia un valore diverso da quello che noi terremo come numero di riferimento.

Nel costruire (altro esempio) un multimetro digitale per avere una immediata interruzione dell'alimentazione, se il prototipo in prova superasse un certo valore di ampère, si aggiunge al tester digitale questo circuito moltiplicato per il numero di cifre dello strumento di misura e le uscite relative a «maggiore di» comanderanno un aggeggino che interromperà l'alimentatore in questione.

LA SCELTA DEL CONDENSATORE

di Robert Rambridge

Il contenuto di questo articolo è un compendio di informazioni utili che l'autore ha pubblicato su Electronics Components per facilitare la scelta dei condensatori da impiegare in relazione alle caratteristiche circuitali e ambientali.

In ogni caso, prima di procedere alla scelta definitiva, occorre anche riferirsi alle informazioni specifiche normalmente fornite dal costruttore. Esporremo in forma tabellare le informazioni che intendiamo dare ai nostri lettori ma riteniamo che sia prima il caso di rispolverare alcuni concetti comuni a tutti i condensatori.

Resistenza di isolamento:

La bassa resistenza di isolamento del condensatore determina una corrente continua attraverso di esso, la quale produce una polarizzazione indesiderata oppure un ulteriore carico nei circuiti interessati. Ciò determina anche un'alterazione del tempo di carica del condensatore.

Fattore di potenza:

Le perdite nel condensatore, e per conseguenza la potenza dissipata nello stesso, aumentano con l'aumentare della frequenza e variano al variare della forma d'onda, aumentando per le forme non sinusoidali

Coefficiente di temperatura:

Il cambiamento della capacità che deriva dalla variazione di temperatura può influenzare la stabilità dei circuiti in applicazioni critiche. La scelta del coefficiente di temperatura deve essere attentamente valutata in fase di progettazione di filtri e di circuiti sintonizzati. La temperatura massima di lavoro di un condensatore potrebbe essere ulteriormente ridotta dagli effetti combinati dalla resistenza di isolamento e dal fattore di potenza.

IL DIELETTRICO NEI CONDENSATORI

Presentiamo alcune notizie relative ai vari tipi di dielettrico usato nei condensatori. Esse saranno utili sia come nozione generale che quale guida nell'impiego di questi componenti.

Tipo di dielettrico	Resistenza di isolamento	Fattore di potenza	Coeffic. di temperat. ppm/°C	Campo di temperat. °C	Dimensioni	Costo
Carta	2x10^{9} Ω	0,02	+1200	−40° ÷ ÷ +70°	grandi	basso
	Le notevoli dimensioni fisiche dei condensatori a carta limitano molto il loro impiego. Una ulteriore limitazione è determinata dal fatto che la loro resistenza di isolamento decade precipitosamente con l'aumento della temperatura di lavoro. Ciò non toglie che essi siano apprezzati in un vasto raggio di applicazioni come per esempio nei circuiti di rifasamento e in filtri di disaccoppiamento.					
Poliesteri e polietilene	20x10^{9} Ω	0,01	+400	−55° ÷ ÷ +100°	medie	basso
	I condensatori isolati con questi materiali sono praticamente dei sostituti di quelli a carta. Si tratta di materiali molto comuni che godono di buone caratteristiche elettriche e che forniscono ottime prestazioni dal punto di vista della temperatura.					

Tipo di dielettrico	Resistenza di isolamento	Fattore di potenza	Coefficiente di temperatura ppm/°C	Campo di temperatura °C	Dimensioni	Costo
Policarbonato	**50x10⁹ Ω**	**0,005**	**−50÷ ÷+100**	**−55°÷ ÷+100°**	**mediamente piccole**	**medio**
	Questo materiale possiede caratteristiche migliori di quelle dei poliesteri, con riguardi particolari alla resistenza di isolamento e al coefficiente di temperatura. Questi vantaggi possono essere utilizzati nei circuiti temporizzatori ed in alcune applicazioni che riguardano la compensazione della temperatura. Il policarbonato è disponibile in film sottile e di conseguenza viene spesso usato per produrre unità aventi elevata capacità e bassa tensione di lavoro, con dimensioni fisiche molto ridotte.					
Polistirene	**10^{12} Ω**	**0,0005**	**−150**	**−40°÷ ÷+60°**	**grandi**	**basso**
	Elettricamente il polistirene è un buon materiale ma la temperatura di lavoro massima è inferiore a quella sia del poliestere che del policarbonato. E' caratterizzato da una resistenza di isolamento molto elevata. I condensatori in polistirene sono particolarmente adatti per impieghi in circuiti di temporizzatori e la loro buona stabilità li rende idonei per impieghi in circuiti sintonizzati anche in sostituzione di condensatori a mica. Come conseguenza della tecnologia di produzione è facile trovare sul mercato condensatori in polistirene con notevoli differenze delle dimensioni fisiche a parità di rapporto capacità-tensione di isolamento.					
Propilene	**10^{10} Ω**	**0,0005**	**−150**	**−40°÷ ÷+85°**	**medie**	**medio**
	E' un materiale eccellente il quale ha caratteristiche elettriche simili al polistirene. Le prestazioni termiche sono buone e le dimensioni fisiche sono prossime a quelle dei tipi al poliestere e al policarbonato. Il basso fattore di potenza che distingue questo materiale lo rende utilizzabile per ottenere condensatori a bassa perdita. Gli altri usi sono quelli dei condensatori al polistirene, al poliestere e al policarbonato.					
Mica	**10^{11} Ω**	**0,002**	**+75**	**−40°÷ ÷+100°**	**grandi**	**elevato**
	La mica è molto indicata per le applicazioni in cui è richiesto un certo grado di stabilità come nei circuiti sintonizzati, nei filtri ecc. La capacità termica della mica, considerata a sé stante, è molto elevata ma la temperatura di lavoro risulta limitata dagli impregnanti del dielettrico o del materiale costituente la custodia.					

CONDENSATORI ELETTROLITICI

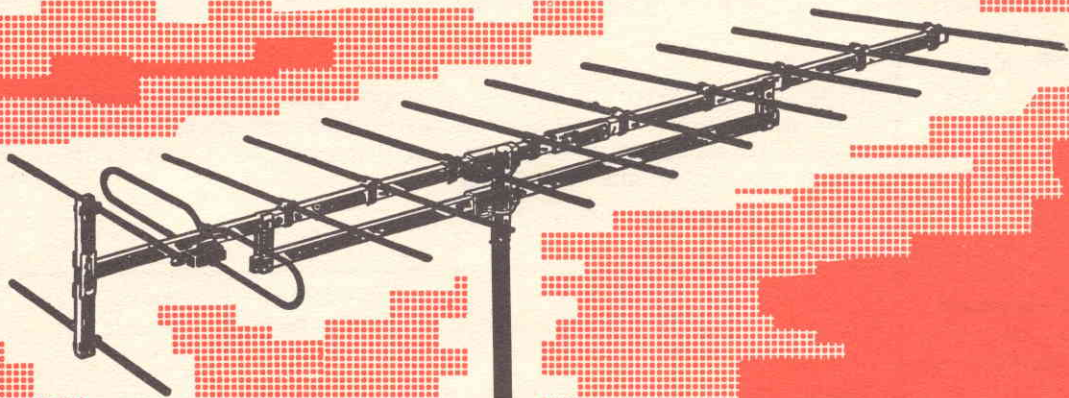
I condensatori elettrolitici sono comunemente impiegati dove è richiesta elevata capacità in un volume ridotto. Sono adatti sia per realizzare degli accoppiamenti che dei disaccoppiamenti e dei filtraggi. Le loro caratteristiche elettriche sono soggette a variazioni notevoli, a seconda delle condizioni di impiego e di immagazzinamento. La capacità aumenta con l'aumentare della temperatura e decresce rapidamente quando questa scende a valori molto bassi. La capacità diminuisce anche se viene fatto lavorare a frequenze superiori a 50 Hz.

Le tecniche di produzione assicurano valori di tolleranza della capacità che comunemente sono comprese fra -10 e $+50\%$ per i condensatori elettrolitici in alluminio, e 20% per quelli al tantalio.

Tipo	Resist. di isolam.	Fattore di potenza	Coeffic. di temperat. ppm/°C	Campo di temperat.	Dimensioni	Costo
Condensatori in alluminio	—	0,3	—	−25°C ÷ ÷ +85°C	piccole	basso
	Generalmente idonei per scopi di accoppiamento e di disaccoppiamento e per circuiti temporizzatori. Vengono impiegati anche nei circuiti per usi fotografici (flash). La resistenza di isolamento relativamente bassa può limitarne l'uso in alcuni circuiti ad alta impedenza. Vita di immagazzinamento: 2 ÷ 3 anni.					
Condensatori al tantalio	—	0,1	—	−55°C ÷ ÷ +85°C	molto piccole	medio
	Hanno vita di immagazzinamento molto elevata rispetto ai condensatori in alluminio. Sono adatti per impieghi quali l'accoppiamento e il disaccoppiamento. Devono essere usati con estrema cautela nei circuiti a bassa impedenza, come per esempio negli alimentatori, in cui deve essere verificato che il «ripple» delle tensioni e delle correnti non ecceda i rapporti dati.					

CONDENSATORI CERAMICI

I condensatori ceramici sono prodotti in due versioni base e la loro classificazione è relativa alla permittività del materiale dielettrico. Onde assicurare una operatività soddisfacente in specifiche applicazioni, occorre considerare attentamente le variazioni parametriche prima del loro uso.

Proprietà caratteristiche	Resistenza di isolamento	Fattore di potenza	Coefficiente di temperatura ppm/°C	Campo di temperatura °C	Dimensioni	Costo
Compensati in temperatura	$5 \times 10^9 \Omega$	0,002	+10 − 5600	−55° ÷ ÷ 125°	piccole	basso
	La permittività è bassa. La gamma di capacità, nei piccoli valori, è relativamente estesa. Il fattore di potenza è basso. Questo tipo di condensatore è caratterizzato da un coefficiente di temperatura che è chiaramente specificato assieme ai limiti delle temperature che può sopportare. In funzione della stabilità richiesta, alcuni tipi sono adatti per applicazioni in circuiti ad alta frequenza sintonizzati e per filtri. Sono disponibili anche in eleborazioni particolari che trovano impiego in circuiti ad alta tensione e per servizi impulsivi.					
Ad alta permittività	$10^4 \Omega$	—	—	−55° ÷ ÷ +85°	molto piccole	basso
	Questi condensatori ceramici rappresentano il tipo comunemente impiegato. La loro capacità ed il relativo fattore di potenza variano in modo notevole ed irregolare in funzione della temperatura applicata, di conseguenza dovrebbero essere impiegati come disaccoppiatori in alta frequenza e, in alcuni casi, nei circuiti di accoppiamento, naturalmente, se le specifiche relative alla resistenza di isolamento non interessano particolarmente					

PRESTEL
LE ANTENNE
PRE-MONTATE
FACILITANO IL LAVORO DEGLI INSTALLATORI TV
in vendita presso
tutte le sedi GBC
PRESTEL s.r.l.
Corso Sempione, 48
20154 MILANO

ADATTATORE PER L'ASCOLTO IN CUFFIA

Si tratta di un utile apparecchietto destinato a regolare individualmente su ogni canale l'intensità sonora, senza dover agire sui comandi dell'amplificatore, specie se questo è stato regolato per un perfetto bilanciamento. E' molto utile specie nel caso di ascolto da parte di più persone con l'ausilio del connettore multiplo UK 765.
Oltre al canale stereo con le due regolazioni del canale destro (R) e sinistro (L), possiede anche un canale di regolazione separato per l'audizione monofonica, che provvede automaticamente a disporre in serie gli auricolari e ad alimentarli di conseguenza.
Il piccolo volume e lo scarso peso consentono di tenere l'apparecchio vicino a sè anche se l'ascolto avviene ad una certa distanza dall'amplificatore. Le prese di uscita sono previste per cuffie con attacco a jack dal diametro normalizzato di 6,5 mm.

Ci sono due modi per ascoltare la musica riprodotta ad alta fedeltà. Il primo consiste nel far uso di complessi sistemi di altoparlanti collegati ad amplificatori di potenza, provvisti di filtri per evitare risonanze su determinate frequenze. Gli altoparlanti devono essere due o tre per canale, ciascuno rigorosamente separato dagli altri nel suo spettro di frequenza altrimenti subentra il fenomeno della risonanza meccanica della membrana ed allora addio alta fedeltà.

Un altro sistema veramente esisterebbe ed ha la rara proprietà di fornire un migliore rendimento acustico con una spesa infinitamente minore: questo utile accessorio è la cuffia che, se è costruita secondo determinati criteri, fornisce una prestazione acustica uguale se non migliore del più sofisticato sistema di altoparlanti. La cuffia serve naturalmente ad un limitato numero di persone che si possono collegare per esempio ad uno dei connettori stereo multiplo tipo UK 765 oppure UK 767.

Per rendere ancora più confortevole il già comodo (per sè e per gli altri) ascolto in cuffia presentiamo ora il kit UK 217 che serve in pratica come regolatore indipendente di volume per i due auricolari della cuffia.

Supponiamo già eseguito alla perfezione il bilanciamento delle uscite dell'amplificatore stereo che ora dovrà essere sempre di alta fedeltà ma di potenza anche più bassa di quanto necessiti per la batteria di altoparlanti. Tale bilanciamento si può eseguire con il Kit Amtron UK 152.

Ora i tre utenti si collegano ciascuno con la loro cuffia alla presa multipla che fornirà a tutti il medesimo segnale. Qui di seguito vedremo l'utilità pratica di questo regolatore individuale.

Ognuno degli ascoltatori ne ha uno collegato con la propria cuffia.

Ci sono persone che preferiscono ascoltare a basso volume ed altre che invece preferiscono un volume di audizione più elevato.

Tutti quanti siamo fatti in modo che una delle due orecchie è leggermente meno sensibile dell'altra, solo che taluni hanno l'orecchio sinistro meno sensibile, altri hanno invece lo stesso difetto sull'orecchio destro.

Tutte le varie regolazioni di volume separate per ciascun canale possono essere eseguite da ciascun ascoltatore secondo i propri gusti e necessità.

Il dispositivo è inoltre fornito di un canale monofonico separato dal precedente e con propria regolazione del volume. Questo è necessario per non dovere ascoltare il disco od il nastro monofonico con un unico auricolare. Nell'ascolto stereofonico gli auricolari sono invece destinati ciascuno ad un canale. Nel collegamento con amplificatore bisogna fare attenzione a che il segnale destro arrivi all'auricolare destro ed il segnale sinistro arrivi all'auricolare sinistro.

DESCRIZIONE DELLO SCHEMA

Come si vede dalla fig. 1 nulla di particolare da segnalare. Si tratta di un normale attenuatore.

Osserviamo prima la rete per l'ascolto stereofonico. I due resistori R20 ed R25 costituiscono il carico per l'amplificatore destinato ad alimentare la cuffia. Il segnale di uscita viene raccolto ai capi dei resistori di uscita R35 ed R40.

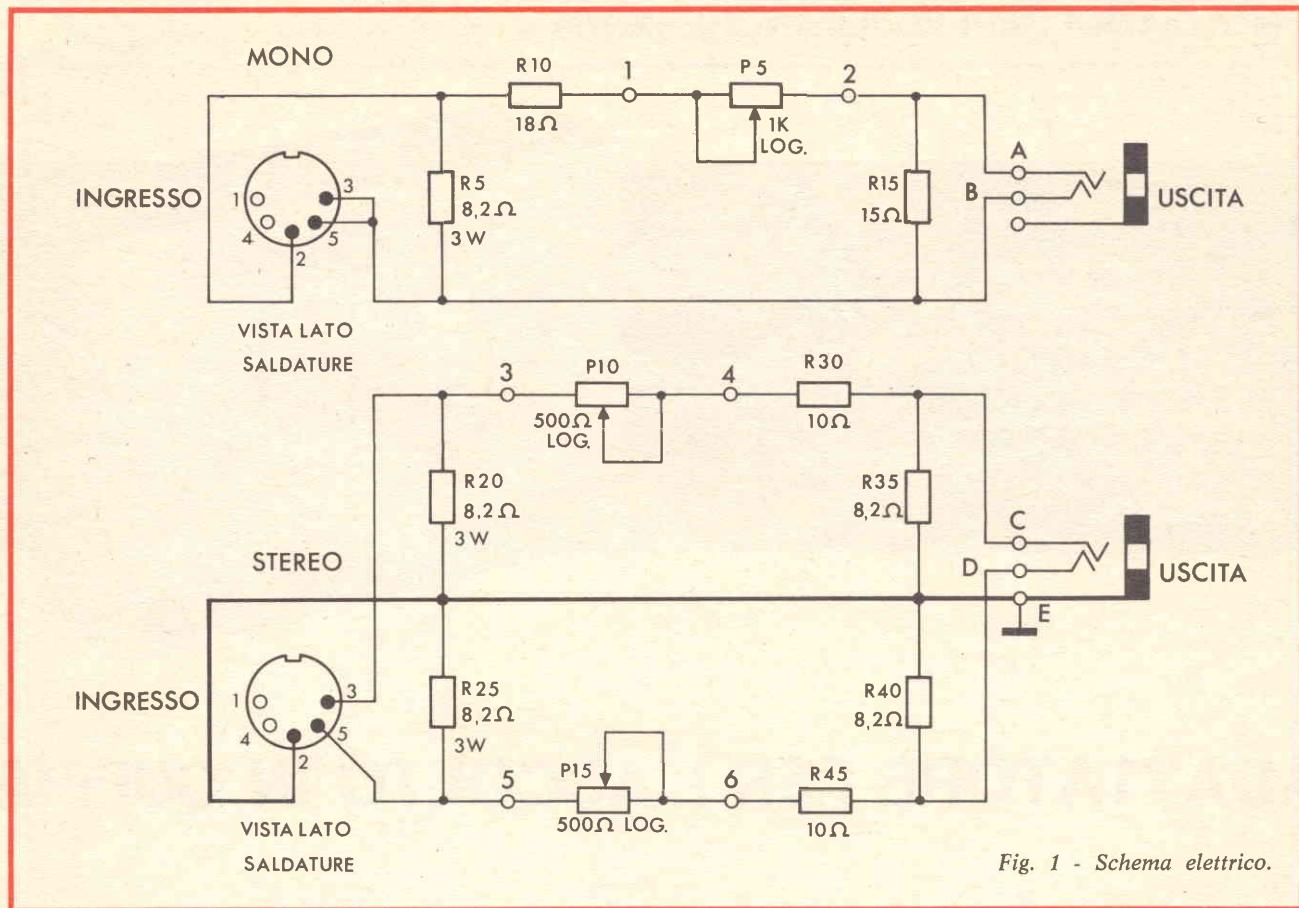



Fig. 1 - Schema elettrico.

Tra entrata ed uscita esiste su ciascun canale un attenuatore variabile formato rispettivamente da P10 - R30 e da P15 - R45. I potenziometri servono a regolare i due segnali destro e sinistro in modo separato. I suddetti segnali escono dalle lamelle di contatto C e D della presa Jack di uscita.

La ghiera E forma il contatto centrale di massa.

Nel caso del collegamento monofonico si provvede a collegare in serie i due auricolari lasciando volante il contatto centrale.

La resistenza del carico sarà ora di circa 16 Ω e questo rende ragione del maggiore valore di R15. Considerato l'attenuatore come una rete e facendo gli opportuni calcoli vedremo che la resistenza d'ingresso è la metà di quella di uscita.

Quindi i due fili recanti il segnale monofonico entrano attraverso la presa INGRESSO MONO, si collegano alla resistenza d'ingresso R5 e raggiungono la resistenza d'uscita attraverso l'attenuatore variabile formato da P5 e da R10 in serie tra di loro.

L'assenza di elementi reattivi evita qualsiasi distorsione essendo il comportamento degli attenuatori puramente ohmico.

MECCANICA

L'adattatore che, non contenendo elementi attivi, non richiede alimentazione, è interamente disposto in una elegante scatola metallica che reca sui fianchi, da un lato le entrate mono e stereo e dall'altro le rispettive uscite.

Sul frontale sono sistemate le manopole dei potenziometri a cursore. chiare scritte serigrafate sul contenitore non lasciano dubbi sulla destinazione di ciascun comando o presa. Una graduazione arbitraria permette di riportare senza ulteriori prove l'apparecchio nelle condizioni migliori nel caso sia stato per una qualsiasi ragione manomesso nella sua regolazione originaria.

Quasi tutti i componenti sono montati su un unico circuito stampato per una migliore presentazione, per ridurre al massimo i collegamenti a filo e per conferire all'insieme una maggiore robustezza meccanica.

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato.

Questo apparecchio fa parte della produzione AMTRON ed è reperibile in kit con la sigla UK 217 presso tutti i punti di vendita GBC e i migliori rivenditori.

PREAMPLIFICATORE PER 450 MHz

a cura di LUBI

La ricezione sulla gamma dei 450 MHz è difficile, soprattutto nelle zone marginali delle diverse emittenti, ossia quando il segnale in arrivo è debole, a meno che non si disponga di un preamplificatore abbastanza efficiente, come quello descritto nell'articolo che segue.

Essendo numerosi i rice-trasmettitori di tipo commerciale ed economico funzionanti nella gamma dei 450 MHz, e grazie anche alla presenza sul mercato dei nuovi tipi di rice-trasmettitori a modulazione di frequenza, la gamma alla quale ci riferiamo sta conquistando una popolarità sempre più vasta.

Oltre a ciò, diversi ripetitori funzionanti sempre sulla stessa gamma di frequenze sono in fase di combinazione con i ripetitori predisposti per funzionare in VHF.

Naturalmente, se si desidera usare un impianto per radio-comunicazione del tipo ad installazione mobile come punto di controllo, è necessario che la suddetta gamma possa essere completamente coperta, senza soluzione di continuità.

Occorre inoltre precisare che un ricevitore di tipo ad installazione mobile rappresenta spesso il metodo di accoppiamento più debole, in quanto subisce l'influenza delle sorgenti locali di rumore, che non compromettono invece il funzionamento di un trasmettitore mobile, o di un ricevitore installato ad una certa distanza. In aggiunta, dal momento che in gran parte i ricevitori a valvole funzionanti sulla gamma dei 450 MHz presentano degli inconvenienti per la ricezione di segnali più deboli di 0,8 μV, l'aggiunta di un preamplificatore ad alta frequenza costituisce un miglioramento nella sensibilità e nel silenziamento rispetto alle sorgenti di rumore.

Ciò premesso, ecco un semplice preamplificatore che può essere realizzato in poco tempo e senza costi eccessivi, grazie all'impiego di un numero minimo di componenti. Esso consente un guadagno fino a 10 dB, con un fattore di rumore abbastanza ridotto per costituire un vero e proprio incremento della sensibilità quando viene usato con i ricevitori a valvole di vecchio tipo. Oltre a descrivere il circuito, forniremo alcuni importanti dettagli per la costruzione, di valido aiuto soprattutto per il Lettore non eccessivamente esperto.

LO SCHEMA ELETTRICO

La **figura 1** rappresenta un semplice amplificatore ad un solo stadio, che viene fatto funzionare nella configurazione con base a massa. La semplicità di questo amplificatore a stadio singolo permette l'impiego di un numero molto ridotto di componenti. L'aggiunta eventuale di un secondo stadio non risulta giustificabile, a meno che il ricevitore vero e proprio non presenti un funzionamento molto scadente.

I condensatori di blocco della capacità di 800 pF permettono l'impiego di induttanze del tipo passante, per semplificare la costruzione.

I diodi visibili a sinistra, del tipo 1N914, possono essere aggiunti in parallelo alla presa d'ingresso, per proteggere il transistore contro gli eventuali sovraccarichi dovuti alla presenza di un trasmettitore molto potente, funzionante nelle immediate vicinanze. In sostituzione del transistore del tipo 2N2857 è possibile usare altri tipi al silicio per UHF, sempre del tipo «n-p-n», come ad esempio il modello 2N3839.

Il segnale, applicato alla presa di ingresso, risulta innanzitutto presente in parallelo alla combinazione dei due diodi, collegati tra loro in opposizione di fase, in modo da neutralizzare gli eventuali segnali che superino il livello ammissibile rispetto alle caratteristiche del transistore. L1 permette la sintonia sulla frequenza desiderata, regolando opportunamente il condensatore in parallelo, dalla capacità minima di 2 pF, e massima di 10 pF.

Il suddetto segnale è applicato ad una presa intermedia di L1, dalla quale viene anche prelevato dopo l'accordo, per essere applicato al circuito di emettitore dell'unico stadio, attraverso la capacità da 800 pF. Il resistore da 1 kΩ controlla l'intensità della corrente di collettore, mentre un condensatore passante da 0,001 μF serve ad accoppiare il circuito di base al partitore costituito da due resistori in serie tra loro, rispettivamente da 2,5 e da 4,7 kΩ, facente capo dal lato destro alla sorgente di tensione continua di 9 V.

Lungo il circuito di collettore sono presenti un resistore da 1 kΩ ed un elettrodo di un condensatore da 0,001 μF, per il disaccoppiamento verso massa.

Il segnale, prelevato dal circuito di collettore, è applicato, tramite un altro condensatore da 800 pF, ad una presa intermedia di L2, che viene accordata sulla stessa frequen-

za di funzionamento regolando opportunamente il condensatore da 2-10 pF, ad essa in parallelo.

Per il tramite di un'altra presa intermedia presente su L2, si preleva il segnale di uscita, reso disponibile all'apposita presa coassiale.

A destra dello schema elettrico sono illustrati i collegamenti alla base del transistore di cui viene suggerito l'impiego, del tipo 2N2857.

Si noti che questo tipo di transistore è munito di un quarto terminale, che, osservando il componente da sotto, si trova immediatamente a destra della linguetta di riferimento, quando questa è rivolta verso l'osservatore. Questo terminale deve essere naturalmente collegato alla linea comune di massa, in quanto determina un adeguato schermaggio per il cristallo semiconduttore.

COSTRUZIONE DEL PREAMPLIFICATORE

Il primo passo da compiere agli effetti della costruzione consiste nel ritagliare le sei parti del telaio, attenendosi alle misure chiaramente indicate nei disegni di **figura 2**. L'impiego di una basetta di supporto per circuiti stampati in resina epossidica per la costruzione del telaio consente una realizzazione molto più robusta e leggera, e facile da forare, tagliare, ecc., che non quando si usa del lamierino di rame o di ottone.

La basetta di supporto per circuito stampato può essere sia del tipo semplice, sia del tipo a doppio strato, ma sempre di ottima qualità per evitare che lo strato metallico si stacchi dal supporto isolante, quando è sottoposto ad una certa temperatura, come quella del saldatore.

La citata figura 2 illustra due viste separate della parete divisoria centrale, una per ciascun lato, in modo da mettere in evidenza i dettagli costruttivi del circuito. Per contro, è illustrata una sola veduta di entrambe le pareti laterali, che differiscono tra loro.

In ciascuno dei tre pezzi si pratica un unico foro: le dimensioni del foro per la presa di antenna dipendono naturalmente dal tipo di connettore usato a tale scopo. Si tenga però presente che — in linea di massima — le prese coassiali del tipo RCA sono quelle di impiego più comune in applicazioni di questo tipo.

Il collegamento di uscita del preamplificatore consiste in un tratto molto breve di cavo coassiale del tipo RG 58, provvisto di spinotto RCA all'estremità libera.

I pezzi che costituiscono il telaio devono essere puliti perfettamente per facilitare la saldatura dopo averne accuratamente delimitato le dimensioni. Sotto questo aspetto, la paglietta di acciaio risulta il mezzo più idoneo per eseguire la necessaria pulizia.

La parete divisoria centrale va saldata al fondo come prima operazione. Conviene saldarla in due punti diversi con l'applicazione di una minima quantità di stagno, in modo da regolarne la posizione se la prima volta viene installata in modo non corrispondente alle esigenze.

Sotto tale aspetto, se si fa uso di un saldatore di grosse dimensioni, conviene applicare un certo quantitativo di lega saldante lungo la giuntura. Quest'ultima diventa quindi permanente dopo che la saldatura è stata effettuata lungo l'intero sviluppo longitudinale, nel qual caso diventa piuttosto difficile spostare la parete divisoria.

I lati di massa, e «caldo» del telaio vanno aggiunti in seguito, procedendo in modo analogo. Dopo aver completato queste semplici operazioni, la struttura del telaio deve risultare assai robusta, per cui è molto più facile aggiungere all'interno i necessari componenti.

Montare i condensatori passanti nei fori che si trovano nella piastrina inferiore. Piegare poi i terminali del transistore verso l'esterno

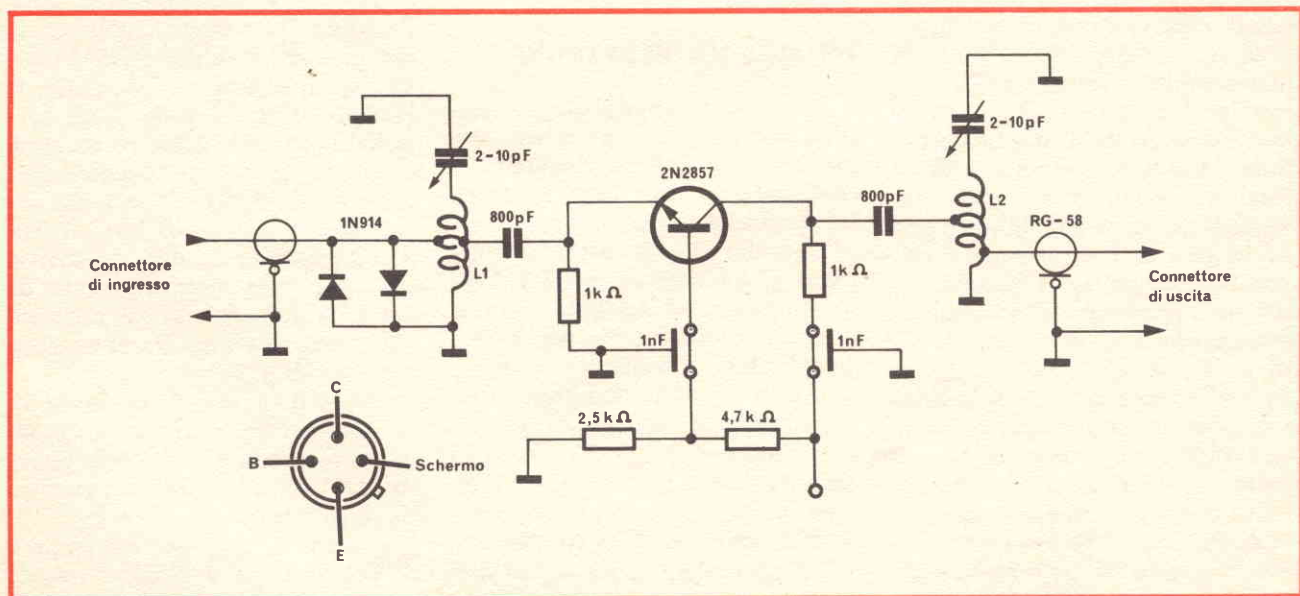



Fig. 1 - Circuito elettrico completo del preamplificatore ad un solo transistore, funzionante sulla frequenza di 450 MHz. A sinistra sono illustrate le connessioni allo zoccolo del transistore del tipo 2N2857.

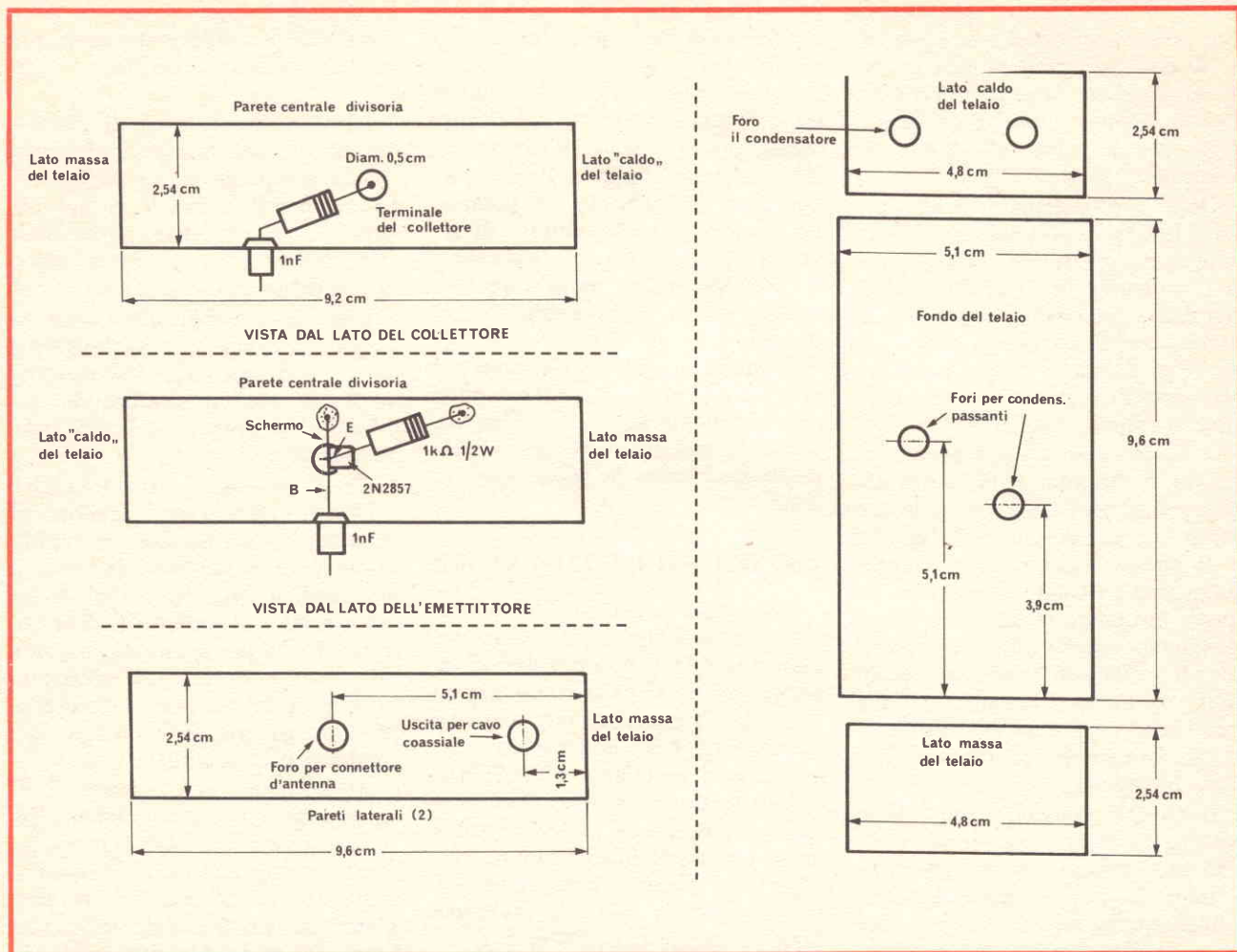



Fig. 2 - Dettagli costruttivi della parete divisoria centrale, vista dai due lati (a sinistra, in alto ed al centro), delle piastrine laterali viste da un solo lato (a sinistra in basso), e della piastrina di fondo (a destra).

in senso assiale rispetto al fondo dell'involucro, e saldare il terminale dello schermo alla parete divisoria centrale, in modo che il terminale del collettore esca attraverso il foro presente nella parete divisoria.

Il terminale di base deve essere saldato al condensatore passante presente sulla basetta inferiore. In seguito, aggiungere i resistori da 1 kΩ sui lati opposti della parete divisoria, ai due terminali liberi del transistore, come si osserva appunto alla figura 2. Si consiglia di tenere questi collegamenti alla minima lunghezza possibile.

L'operazione successiva consiste nell'aggiungere i circuiti di sintonia. L1 ed L2 vengono realizzate impiegando un tubetto di rame del diametro di 6 mm, e devono presentare una lunghezza di 86 mm, compresa la lunghezza del condensatore.

A questo riguardo è possibile usare diversi tipi di condensatori in questo circuito, sebbene il tipo scelto debba sempre presentare una capacità massima di circa 2 pF, quando il rotore risulta completamente estratto rispetto allo statore. In altre parole, il valore di 2 pF deve corrispondere al massimo della capacità minima.

I compensatori da 10 pF presentano di solito una capacità minima di questo ordine di grandezza.

Se si fa uso di condensatori del tipo a pistone, questi devono essere montati per primi, per poi tagliare il tubetto in modo da fissare ciascun condensatore all'estremità del telaio.

La lunghezza della bobina non è assolutamente importante, in quanto è possibile variare la capacità. Se si fa uso invece di un altro tipo di condensatore, il tubetto della bobina viene saldato all'estremità del telaio, come prima operazione.

Questo sistema consente un fissaggio abbastanza robusto per sostenere il condensatore mentre viene saldato dall'estremità della bobina a massa, mediante il relativo terminale.

Il foro che si trova all'estremità del telaio viene poi usato come accesso al condensatore, agli effetti della sintonia. Assicurarsi che il terminale del rotore del condensatore sia collegato a massa, in modo che l'avvicinamento del cacciavite usato per la sintonia non provochi alterazioni della frequenza di risonanza, ogni volta che il circuito viene regolato. L1 presenta una presa intermedia alla distanza di 50 mm

dal lato massa, mentre L2 presenta una presa intermedia alla distanza di 50 mm dal terminale di collettore, ed una seconda presa intermedia a circa 12 mm a partire dal terminale facente capo al connettore coassiale di uscita.

Dopo aver sistemato al loro posto le bobine, è possibile aggiungere i condensatori da 800 pF: si tratta di esemplari a disco di minime dimensioni, facilmente reperibili in commercio. Si rammenti che le dimensioni di questi condensatori sono essenziali, e devono essere le minime possibili.

A questo punto, dopo aver completato il circuito della parete divisoria è possibile aggiungere le due pareti laterali. E' più facile montare la presa di antenna di ingresso dopo aver sistemato il pannello laterale, in quanto la saldatura lungo lo spigolo risulta più semplice. Il lato di uscita può essere invece più facile da saldare innanzitutto alla treccia del cavo coassiale, in quanto tale saldatura può risultare difficile in seguito.

Il cavetto coassiale viene fatto passare attraverso un foro, dopo aver denudato lo schermo per circa 6 mm. La calza metallica viene quindi aperta in senso assiale, per essere saldata direttamente al telaio.

L'isolamento del conduttore centrale viene quindi tolto prima di montare il pannello, e viene saldato dopo aver fissato quest'ultimo.

Si rammenti di applicare una piccola quantità di stagno intorno alle giunture che corrispondono agli angoli. Con questa operazione si conclude il cablaggio interno.

I resistori da 2,5 e da 4,7 kΩ vengono fissati esternamente, al di sotto della piastrina inferiore. A questo scopo è necessario praticare un foro attraverso questa piastrina, per poter collegare a massa il resistore da 2,5 kΩ.

Infine, dopo aver ultimato la costruzione, è possibile allestire un coperchio che viene fissato mediante bulloncini a saldare (dopo aver tagliato le teste) intorno ai bordi ed al centro della parte superiore del telaio. Premere a tale riguardo le estremità delle parti filettate dei bulloncini attraverso un pezzo di carta, in modo da ottenere una dima per stabilire la posizione in cui è necessario praticare i fori di fissaggio.

Come operazione finale, l'interno del telaio deve essere perfettamente pulito con un solvente come l'acetone, oppure il diluente per lacca, procedendo all'operazione con un pennello munito di setole piuttosto robuste. Non usare il normale alcool denaturato, in quanto lascia inevitabilmente dei residui.

L'operazione di pulizia serve per eliminare i residui di resina e qualsiasi eventuale goccia di saldatura o detrito metallico che possa essere rimasto lungo le connessioni in rame.

USO DEL PREAMPLIFICATORE

Una volta ultimatane la costruzione, è sufficiente collegarlo tra l'antenna e l'ingresso del ricevitore, per procedere alla sintonia. Durante il regolare funzionamento, con una tensione di 9 V, il consumo deve essere pari all'incirca ad 1,5 mA.

La necessaria tensione di alimentazione può essere prelevata attraverso una resistenza di caduta, con l'aggiunta di un diodo zener da 9 V, oppure è possibile prelevare direttamente la tensione di 6 V derivandola dal circuito di accensione di una valvola funzionante a 6 V; quando si tratta di aggiungere il preamplificatore ad un ricevitore funzionante con valvola da 12 V il circuito viene preferibilmente alimentato in serie. Se il preamplificatore viene montato all'esterno del ricevitore, può invece essere alimentato direttamente da una batteria da 6 V, che viene lasciata permanentemente collegata.

A volte, può presentarsi la necessità di ridurre il valore del resistore da 2,5 kΩ, se si nota che l'amplificatore consuma una corrente la cui intensità risulti maggiore di 1,5 mA.

Aumentando la polarizzazione, aumenta anche l'intensità della corrente, e ciò consente un aumento del guadagno, ma provoca anche un aumento del rumore intrinseco prodotto dal transistore.

Aumentando la polarizzazione — inoltre — possono manifestarsi fenomeni di instabilità, per cui è necessario ridurre il valore della polarizzazione riducendo adeguatamente il valore del resistore da 2,5 kΩ.

L'eventuale presenza di instabilità viene facilmente identificata con la comparsa di segnali spurii, oppure per il fatto che la sintonia attraverso i condensatori variabili viene ottenuta con valore di picco in più di un punto dell'escursione.

Una volta completate queste operazioni, è possibile aggiungere i diodi, e ricontrollare il funzionamento del preamplificatore per stabilire se le prestazioni sono state alterate.

Ciò fatto, occorre risintonizzare il lato di ingresso del ricevitore. Il circuito di ingresso del preamplificatore deve consentire una sintonia di massima, mentre la selettività del circuito di collettore deve risultare molto più spinta. La sintonia — infine — deve essere abbastanza dolce, e la sua estensione dipende dalla gamma di variazione dei condensatori variabili

Al termine delle operazioni di allineamento, il preamplificatore deve funzionare perfettamente secondo il sistema «duplex», in quanto è suscettibile di manifestare problemi di modulazione incrociata tipici dei transistori bipolari. Ciò in quanto, come già si è detto, il circuito sintonizzato di ingresso non consente una selettività molto spinta.

IL RISULTATO PRATICO

Il rendimento di questo preamplificatore può essere facilmente riscontrato in occasione della ricezione di un segnale molto debole, ed in una zona in cui il segnale proveniente da un trasmettitore assai distante risulta evanescente specie quando la ricezione avviene attraverso un apparecchio installato su di un veicolo mobile. In tali condizioni, l'aggiunta del preamplificatore riduce i fenomeni di evanescenza, ed elimina i cosiddetti punti morti.

Anche se il fenomeno di evanescenza è molto pronunciato, è facile riscontrare che i segnali a modulazione di frequenza rimangono perfettamente intelligibili.

MAGNETISMO E MISURE MAGNETICHE

seconda parte - a cura dell'Ing. M. COLOMBO

Nella prima parte di questo articolo si è trattato il magnetismo dal punto di vista teorico, definendone le principali unità di misura ed illustrando le relazioni che intercorrono fra le varie grandezze. In questa seconda parte vengono illustrati gli strumenti che permettono di effettuare misurazioni pratiche.

Lo strumento di misura magnetica più semplice è senza dubbio l'ago magnetico o «compasso magnetico» (in fig. 10). Questa tecnica di misura si basa su di un principio assai semplice, cioè il confronto della forza magnetica di un campo incognito con quella di un campo noto. La sola caratteristica richiesta per questo magnetometro è di non presentare torsione, proprio come un compasso ordinario.

Il campo noto (nel punto centrale del compasso) potrebbe essere la componente orizzontale del campo terrestre (0,2 gauss). Se il campo sconosciuto è esattamente a 90° rispetto a quello terrestre, l'ago del compasso si porta a 45° qualora il magnete ignoto produca una intensità di flusso di 0,2 gauss nel punto centrale del compasso.

I valori di densità di flusso corrispondenti ad un qualunque angolo di deflessione fra 0° e 90° possono essere determinati utilizzando la formula $B_u = B_k$ tang Θ, ove B_u indica la forza del campo di un magnete sconosciuto posto al centro del compasso, B_k indica la forza del campo nota. La precisione è assai ridotta (5-10% di errore), ma il metodo è assai semplice ed economico.

Gaussmetro a magnete permanente (teslameter).

Il gaussmetro a magnete permanente (o teslameter, come verrà chiamato in futuro) viene illustrato in fig. 11 e 12. Esso è assai semplice e permette una discreta precisione (± 5% dell'intera scala). Un piccolo magnete dotato di grande forza coercitiva (generalmente silmanal) viene collegato ad un'asta collegata a sua volta ad un indicatore; una molla ad elica viene poi affrancata all'asta.

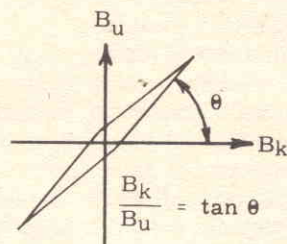



Fig. 10 - Un semplice compasso può essere utilizzato per misurare un campo magnetico ignoto (B_u) con uno noto (B_k).

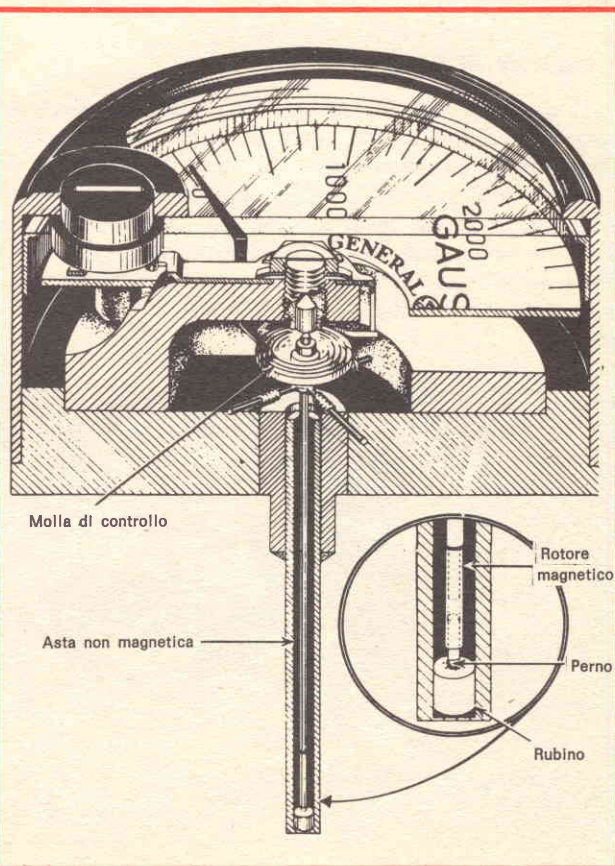



Fig. 11 - Il gaussmetro a magnete mobile.

Durante il funzionamento, l'asta col magnete viene posta nel campo magnetico da misurare, e l'intero apparecchio di misura viene ruotato fino ad ottenere la massima lettura sulla scala, che corrisponde al campo sottoposto a misurazione.

La misura viene fornita in gauss, ed in futuro essi verranno sostituiti dai tesla.

Galvanometro balistico

Se un impulso di corrente di breve durata raggiunge un galvanometro a bobina mobile il cui periodo è assai più lungo della durata dell'impulso, lo spostamento dell'indicatore costituisce la misura dell'integrale della corrente ($\int$ i dt), il quale è espresso in coulomb, Q, per definizione. L'azione di un galvanometro può essere perciò caratterizzata nei termini della sua «sensibilità di coulomb».

Se una bobina di rilevazione viene collegata ad un galvanometro a lungo periodo e viene mossa rapidamente in un campo magnetico, la variazione di flusso nella bobina produce un impulso f.e.m.; il conseguente salto sull'indicatore del galvanometro sarà proporzionale alla variazione di flusso integrato, il quale è per definizione l'integrale della f.e.m. indotta ($\int$ e dt = = N $\Delta \phi$, ove N indica il numero di spire della bobina). Qualora sia nota l'area della bobina di rilevazione ed il numero delle sue spire, è possibile misurare la densità di flusso; su tale principio si basa il misuratore di flusso a galvanometro balistico illustrato in fig. 13.

Misuratore di flusso

Il misuratore di flusso (fig. 14) può essere semplicemente schematizzato come un galvanometro (preferibilmente balistico) privo di molle frenanti. La deflessione dell'indicatore viene opposta solo da un misuratore di f.e.m. inserito ogni qual volta la bobina di rilevazione si muove in un campo magnetico. L'indicatore si mantiene in posizione di deflessione massima fino a che non viene riportato manualmente a zero.

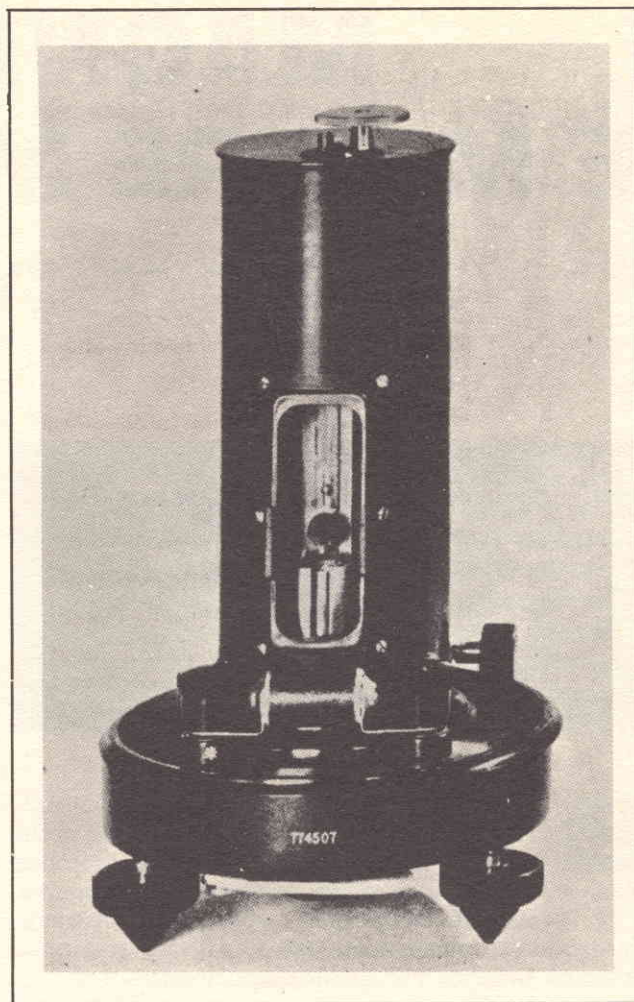



Fig. 13 - Galvanometro balistico (Leeds & Northrup).

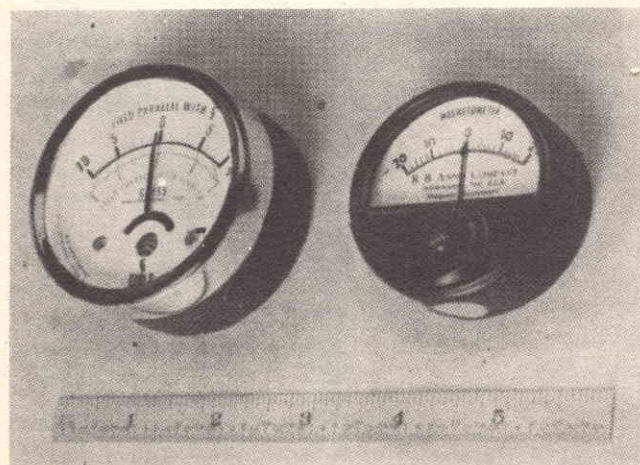



Fig. 12 - Magnetometro tascabile, a magnete mobile (R.B. Annis Co).

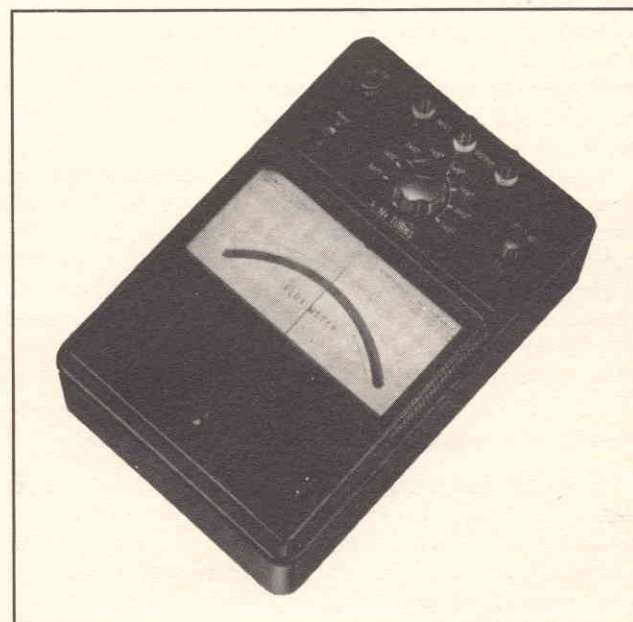



Fig. 14 - Misuratore di flusso elettronico, che utilizza un amplificatore integrato «solid-state». (Yewtec corp.).

Le misure effettuate mediante misuratore di flusso sono preferibili a quelle operate mediante galvanometro balistico. Quando si utilizza quest'ultimo, la scarica della bobina di rilevazione deve essere completata prima che il galvanometro inizi ad operare, e la deflessione del galvanometro deve essere rilevata velocemente, «in corsa», prima che esso torni a zero. Dal momento che nel misuratore di flusso non vi sono forze di ritorno apprezzabili, la deflessione risulta virtualmente indipendente dalla velocità di immissione della bobina di rilevazione, e l'indicatore si mantiene, con piccole oscillazioni, per un certo periodo di tempo, sul massimo di deflessione.

La sensibilità può aumentare utilizzando una bobina di rilevazione con un numero di spire superiore; si può ottenere una precisione dello 0,2%.

Utilizzazioni particolari del misuratore di flusso

Il misuratore di flusso può essere utilizzato quale misuratore calibrato di coulomb. Se una scarica attraversa uno shunt di bassa resistenza, non induttivo, si ha: coulomb scaricati, $Q = DK/R$ ove D rappresenta la deflessione del misuratore di flusso, K i weber per divisione del misuratore di flusso, R la resistenza dello schunt in ohm.

Il misuratore di flusso può anche indicare il numero di spire (incognito) di una bobina. Se una bobina dotata di N_1 spire ed una seconda bobina il cui numero di spire, N_2 sia noto, vengono poste su di una pista magnetica chiusa, come illustrato in fig. 15, e se due correnti A_1 e A_2 vengono indirizzate attraverso questi avvolgimenti, il flusso nel materiale dovuto ad entrambi gli avvolgimenti è proporzionale ad A_1N_1 e A_2N_2. Disponendo le due correnti in modo tale che sia medesima la deflessione di un misuratore di flusso tanto per $A_1 N_1$ che per $A_2 N_2$, si ha:

$$A_1 N_1 = A_2 N_2$$
$$N_1 = A_2 N_2 / A_1$$

Voltmetro di flusso

Il «voltmetro di flusso», il cui schema è illustrato in fig. 17, viene comunemente utilizzato per misurare la densità di flusso B degli avvolgimenti di un trasformatore, dato che la densità di flusso indotta in un materiale è proporzionale al valore medio dei semicicli positivi e negativi della tensione.

Uno dei tests più indicativi per la scelta del materiale magnetico per un trasformatore è la «misura della perdita di materiale»: in fig. 18 si illustra lo schema che permette di effettuare tale misura mediante alcuni strumenti elementari. Il materiale che viene provato viene generalmente ridotto alla forma di strisce (3x28 cm) inserite in una struttura Epstein.

Gaussmetro a bobina ruotante

Una notevole quantità di strumenti di misura dei campi magnetici si basa sulle bobine ruotanti. In figura 19 si illustra una spira rotonda che viene fatta ruotare in continuità su di uno dei suoi diametri me-

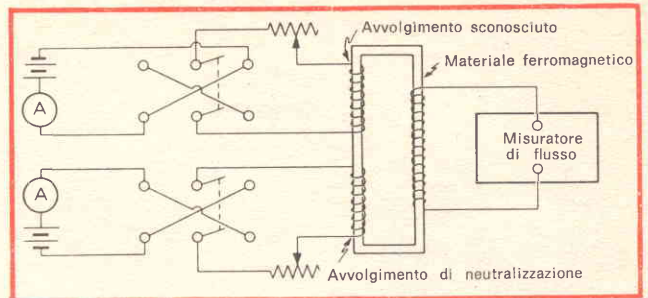



Fig. 15 - Utilizzazione del misuratore di flusso per misurare il numero di spire di un avvolgimento non noto.

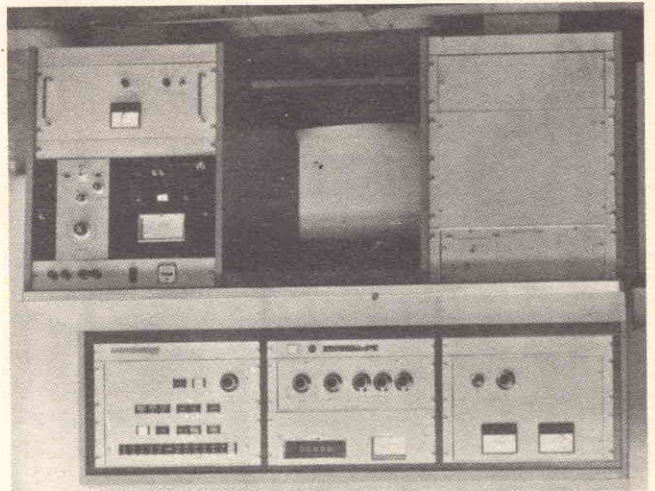



Fig. 16 - Strumentazione automatica per la misura di perdita di materiale (Yewtec Corp.).

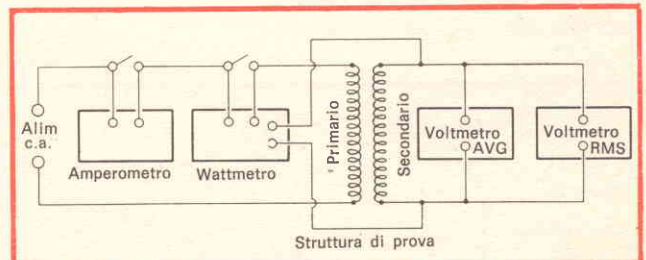



Fig. 17 - Utilizzando il voltmetro a flusso ed un voltmetro tarato in valori efficaci si può misurare la perdita di materiale.

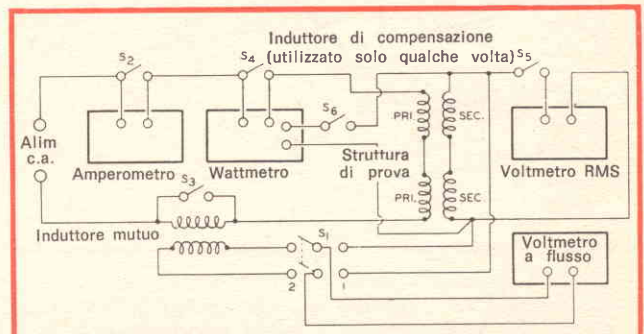



Fig. 18 - Un altro circuito che permette di effettuare la misura di perdita di materiale con il voltmetro a flusso.

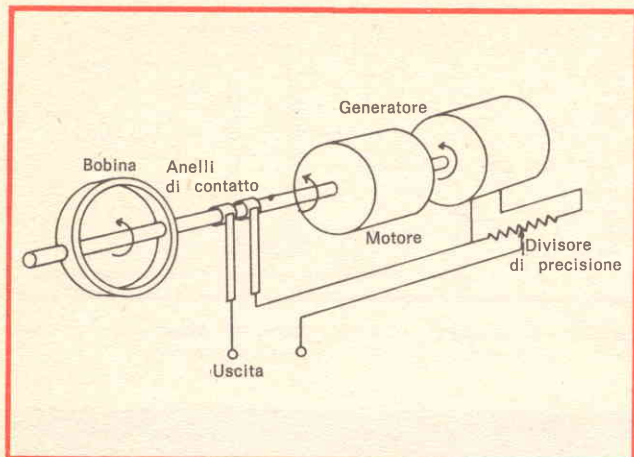



Fig. 19 - Gaussmetro a bobina ruotante (Rawson).

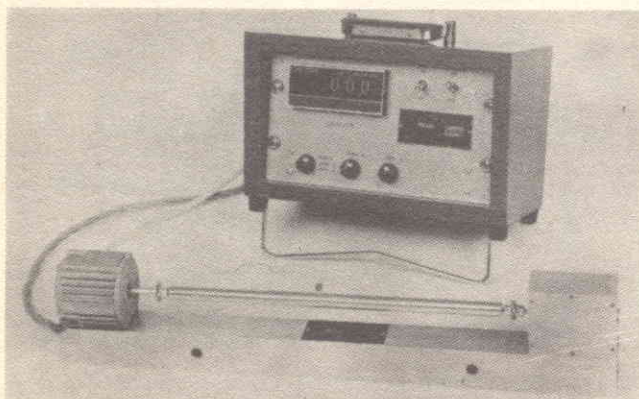



Fig. 20 - Un gaussmetro a bobina ruotante può avere una precisione dello 0,01%. Il modello illustrato è l'unico tipo resistente alle radiazioni (Rawson).

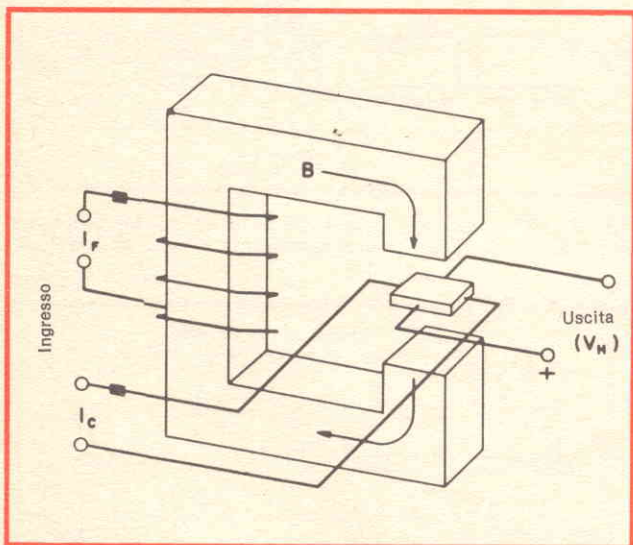



Fig. 21 - L'elemento Hall è un sottile tassello di materiale (spesso si utilizza l'arseniuro di indio) posto in un campo magnetico in modo tale che il piano risulti perpendicolare al campo stesso. Una corrente longitudinale (I_C) attraverso il materiale produce una tensione trasversale (V_H) proporzionale ad H.

diante un motorino. Se il campo H è uniforme e perpendicolare all'asse, e la rotazione avviene con una frequenza fissa di f cicli al secondo, la tensione di uscita è

$$V = (NAH)\ (2\ \pi\ f)\ \cos\ (2\ \pi\ ft)$$

Si noti che questa è una tensione a corrente alternata con frequenza f e ampiezza proporzionale alla velocità di rotazione.

Se la bobina viene guidata da un motorino sincrono 1800-g/min, si ottiene una velocità di rotazione sensibilmente costante, dato che la frequenza delle reti di alimentazione è controllata con una percentuale di oscillazione inferiore allo 0,1%.

Se si confronta questo metodo a bobina ruotante con i precedenti metodi (misuratore di flusso, galvanometro balistico), osserviamo che si deriva un'energia molto maggiore dal campo magnetico mediante una bobina di dimensioni inferiori.

La possibilità di ottenere buone misure in un campo magnetico distorto costituisce poi un altro notevole vantaggio di questo tipo di gaussmetro. Se il campo non è uniforme, la tensione non si tradurrà in un'onda sinusoidale perfetta, ma la tensione media potrà fornire una buona approssimazione del campo al centro della bobina.

In figura 20 è illustrato un tipico strumento. La bobina è sottile, con molte spire, ed è collocata all'interno dell'estremità del lungo braccio-sonda.

La lunghezza del braccio è dovuta alla sua convenienza nel raggiungere luoghi difficilmente accessibili, e inoltre presenta il vantaggio di mantenere il motorino lontano dai campi magnetici di elevata intensità. (Taluni elettromagneti di recente realizzazione sono circondati da campi magnetici di forza tale da far andare in stallo il motorino saturandone le lamine).

Una lunga, sottile e, nei limiti del possibile, pieghevole asta funge da supporto per la bobina; essa corre attraverso ad una serie di supporti di nailon internamente al tubo. L'uscita della bobina viene convertita in corrente continua e può venir misurata da un millivoltmetro da laboratorio di buona precisione.

Operando una misura di questo tipo, si ottiene una precisione dell'1% senza incontrare grosse difficoltà. Se si utilizza una bobina molto piccola, essa potrà essere introdotta con facilità nei luoghi più inaccessibili (ad esempio, piccoli fori); tuttavia occorreranno campi magnetici di maggior intensità per ottenere la medesima tensione d'uscita.

Sono attualmente disponibili strumenti che coprono l'intero campo di utilizzazione fra campi magnetici d'intensità assai ridotta (quello terrestre, di 5×10^{-5} tesla) e campi da 120 chilogauss (12 tesla) generati da elettromagneti di grande potenza impiegati nella ricerca.

Il gaussmetro a bobina ruotante non dipende nel suo funzionamento dalle variazioni di temperatura dal momento che la bobina viene mantenuta a resistenza assai scarsa. Solo in alcune misure di campi molto deboli si deve tener conto nelle misure di un coefficiente termico.

Se viene utilizzata una sola bobina, essa risulta insensibile a qualsiasi campo magnetico le cui linee

siano poste lungo l'asse di rotazione. Tale limite direzionale può essere superato mediante l'aggiunta di una seconda bobina posta su di un asse disposto perpendicolarmente alla prima; quest'ultima bobina risulta essere sensibile alla componente del campo lungo l'asse. Un interruttore collega a turno l'una o l'altra delle due bobine, permettendo così una misura del campo magnetico nelle tre dimensioni.

Gaussmetro ad effetto Hall

Quando gli elettroni si muovono in un conduttore perpendicolare ad un campo magnetico, essi vengono deviati verso uno dei lati del conduttore (il destro o il sinistro a seconda della direzione del campo magnetico) in direzione normale tanto al flusso iniziale degli elettroni quanto al campo magnetico (figura 21). La forza che devia gli elettroni è direttamente proporzionale alla velocità degli elettroni (alla corrente) ed all'intensità del campo magnetico. Tale processo di deflessione continua fino a che non si è accumulata su quel lato del conduttore una carica sufficiente a stabilire un campo elettrico trasversale che si oppone ad una ulteriore deviazione elettronica. La differenza di potenziale trasversa che così si crea viene chiamata «Tensione Hall», ed il fenomeno che ne è la causa, effetto Hall.

Una misura di questo potenziale in volt si ottiene dalla equazione:

$$E = RIH / t$$

ove I rappresenta la corrente in ampere, H è la forza del campo magnetico, t è lo spessore del materiale in centimetri, ed R è il «coefficiente di Hall».

Come si nota dall'equazione, la larghezza della striscia di materiale non è un fattore che influisce sulla misura; la striscia deve però essere almeno lunga il doppio della sua larghezza, o tale tensione cade. La tensione Hall è massima quando il piano dell'elemento è perpendicolare al campo magnetico.

La figura 21 illustra una delle utilizzazioni del fenomeno Hall. Dal momento che la corrente I_F produce un campo proporzionale ad I_F stessa, l'uscita è proporzionale al prodotto I_F I_C.

L'elemento Hall in figura è costituito da un sottile tassello di arseniuro di indio posto in un campo magnetico in modo tale che il suo piano sia perpendicolare al campo stesso. L'elemento Hall è assai fragile, e necessita di particolari protezioni e precauzioni; un elemento danneggiato non è riparabile; sono disponibili sonde di misura piane, assiali e tangenziali.

Gli elementi Hall integrano la densità di flusso su tutta la loro superficie; così, se un campo magnetico assegnato non è omogeneo, due sonde di dimensioni diverse misurano densità di flusso differenti quando vengono poste nel campo; questa caratteristica può essere estesa ad un qualsiasi tipo di gaussmetro o di misuratore di flusso. In figura 23 è illustrato un tipico gaussmetro basato sull'effetto Hall.

Dal momento che il materiale semiconduttore che costituisce l'elemento Hall ha un coefficiente termico di resistenza che è più o meno uguale a quello del rame, il bilanciamento a zero della resistenza della sonda tiene conto delle variazioni di temperatura. Anche il coefficiente Hall dell'arseniuro di indio varia in relazione alla temperatura ambientale. La sensibilità della sonda può variare approssimativamente dello 0,1% /°C, quando viene sottoposta a variazioni della temperatura ambiente dopo esser stata calibrata con un magnete di riferimento. Il magnete di riferimento si modifica anch'esso per lo 0,02% /°C, ma ritorna al suo stato originario non appena viene ripristinata la temperatura normale.

Una temperatura ambiente che si mantenga attorno ai 75 °C potrebbe alterare permanentemente la calibrazione del magnete. Una variazione di temperatura altera poi l'efficienza di rettificazione dei diodi nel circuito di misura, per cui si ritiene indispensabile operare la calibrazione alla temperatura d'uso.

Fig. 22 - Gaussmetro MG-1 ad effetto Hall (O.S. Walker).

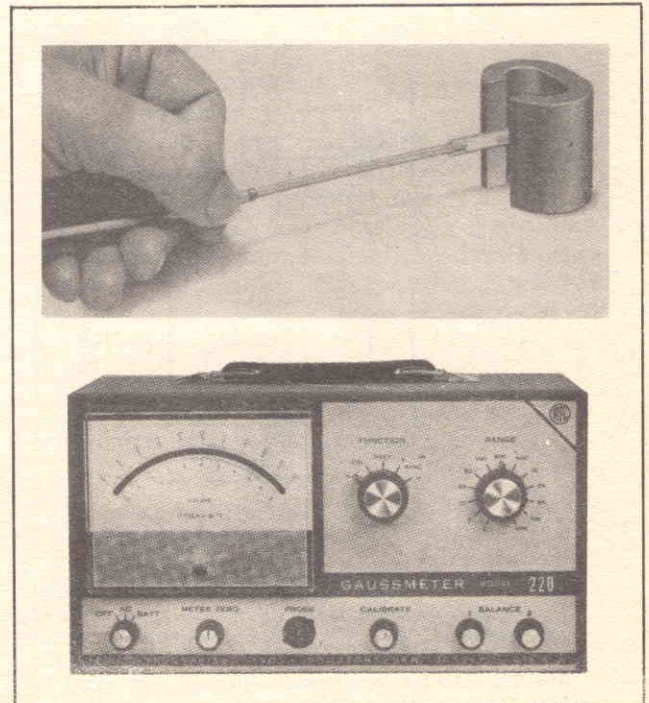



Fig. 23 - Gaussmetro ad effetto Hall (RFL).

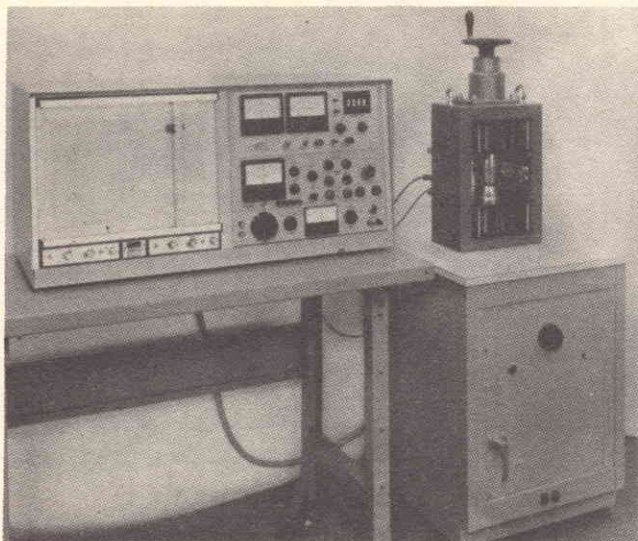



Fig. 24 - Isteresigrafo; misuratore delle proprietà di isteresi di materiali teneri e duri realizzato dalla O.S. Walker Company.

Misuratori di permeabilità

La misura della permeabilità è da lungo tempo e rimarrà per molto il metodo classico per la determinazione di molti parametri magnetici. Le curve B-H e molti dati relativi alla forza coercitiva, alla induzione residua ed altri vengono usualmente ricavati mediante misure di permeabilità.

Il misuratore di permeabilità consiste di tre avvolgimenti: 1) l'avvolgimento magnetizzante, utilizzato per creare un campo magnetizzante H, 2) una bobina utilizzata per misurare H e 3) una bobina utilizzata per misurare l'induzione magnetica residua B nel campione di materiale magnetico. Le bobine B e H sono collegate ad un circuito di galvanometro balistico.

In figura 25 sono illustrati due tipici misuratori di permeabilità; in ciascuno di essi la bobina B è avvolta sul campione di materiale magnetico sottoposto a misura; la bobina H è posta nello stesso campo magnetico, ma è avvolta in aria; μ viene misurato dal rapporto B/H.

Misuratore di f.m.m. (forza magneto-motrice)

Allo scopo di misurare la differenza di potenziale magnetico (f.m.m.) fra due punti, ci si serve di un misuratore di potenziale magnetico Chattock (fig. 26). Questo strumento rappresenta per certi versi l'analogo magnetico del voltmetro.

Il misuratore Chattock consiste di una striscia flessibile di materiale non metallico di sezione uniforme avvolto uniformemente con filo metallico sottile. L'avvolgimento (costituito di n spire; n_u spire per unità di lunghezza) viene collegato ad uno strumento indicatore (generalmente il galvanometro balistico). In figura 26 la differenza di potenziale fra i punti x_1 e x_2 viene ricavata dall'equazione $\phi\ n/An_u$. Se le costanti dell'avvolgimento sono note, la deflessione dello strumento indicatore può essere interpretata nei termini di differenza di f.m.m.

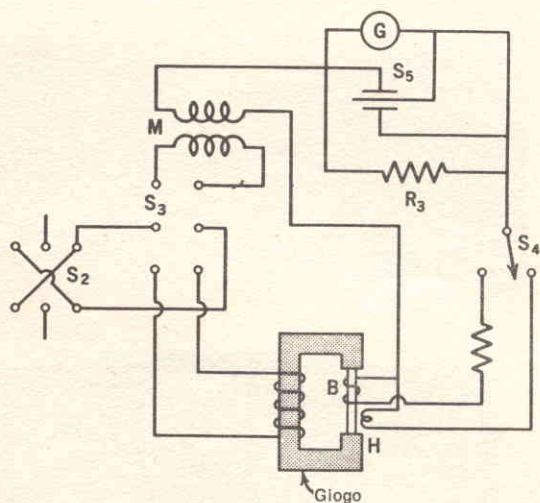
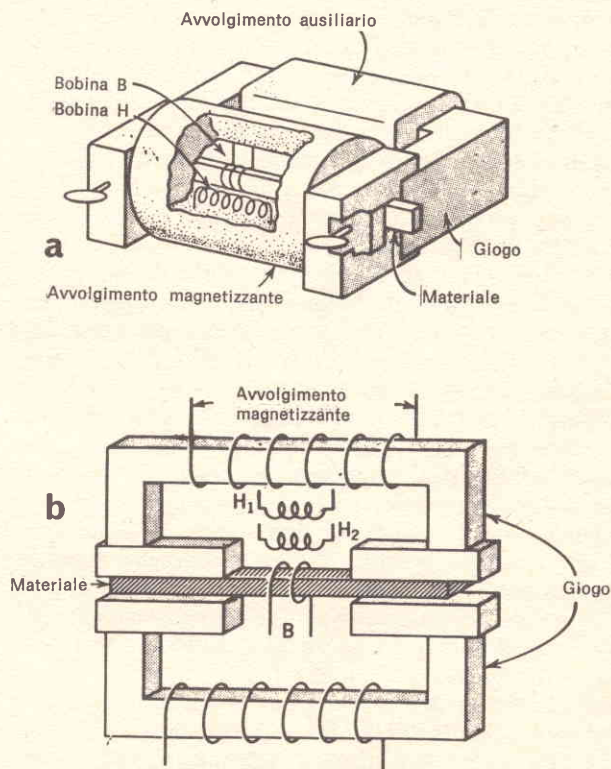



Fig. 25 - I permeametri dispongono di due bobine H e B per determinare il valore del rapporto B.H (permeabilità). Due differenti permeametri sono il permeametro Babbitt e quello Sandford Bennett, illustrati a lato rispettivamente in (a) e in (b).

Misuratore di forza coercitiva

Una delle proprietà più significative e di facile misurazione di un magnete permanente è la sua forza coercitiva intrinseca H_{ci}. Lo strumento che la misura è il misuratore di forza coercitiva, i cui principi di funzionamento sono illustrati in fig. 27. Il materiale magnetico è posto nel campo di una spira di riferimento, e può essere mosso all'interno di detto campo. Quando il campo magnetico applicato è tale da compensare ($H = H_{ci}$) la forza coercitiva, il materiale è demagnetizzato, ed il suo movimento all'interno del campo non produce alcuna uscita.

Magnetometro a soglia di flusso

In questa tecnica, un materiale ferroso viene eccitato fino alla saturazione mediante una spira opportuna, la quale viene disposta in modo tale che il materiale si saturi in modo analogo in direzione positiva e negativa ad una frequenza prestabilita. Un avvolgimento di rilevazione dimostra segnale di uscita nullo quando il materiale si è saturato allo stesso modo tanto su escursioni positive, quanto su quelle negative.

Quando il sistema così bilanciato viene introdotto in un campo magnetico, l'intera curva di isteresi viene deviata, ed il materiale in queste condizioni si satura più velocemente in una direzione piuttosto che nell'altra. Dal momento che vi sono due saturazioni (quella positiva e quella negativa) per ogni ciclo di saturazione, un secondo segnale armonico viene colto dall'avvolgimento di riferimento.

Fig. 28 - Il misuratore di flusso Grassot è un galvanometro privo di molla di richiamo, utilizzato con una bobina di rilevamento.

Questa tecnica copre un campo di misure assai vasto, in quanto è possibile misurare campi da 0-0,5 milligauss a 0,1 gauss.

Due soglie di flusso possono venir utilizzate in un gradiometro, per misurare il gradiente del campo. In figura 29 è mostrata l'utilizzazione di 3 soglie di flusso che istituiscono un campo magnetico controllabile con precisione mediante avvolgimenti Helmholtz.

Fig. 26 - Una bobina Chattock per misurare la differenza di potenziale magnetico fra i punti X_1 e X_2 di un magnete.

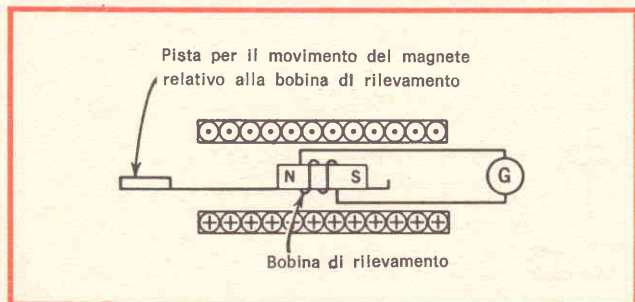



Fig. 27 - Principio di funzionamento di un coercimetro. Il campo non viene modificato quando eguaglia esattamente la forza coercitiva intrinseca poiché il materiale è demagnetizzato.

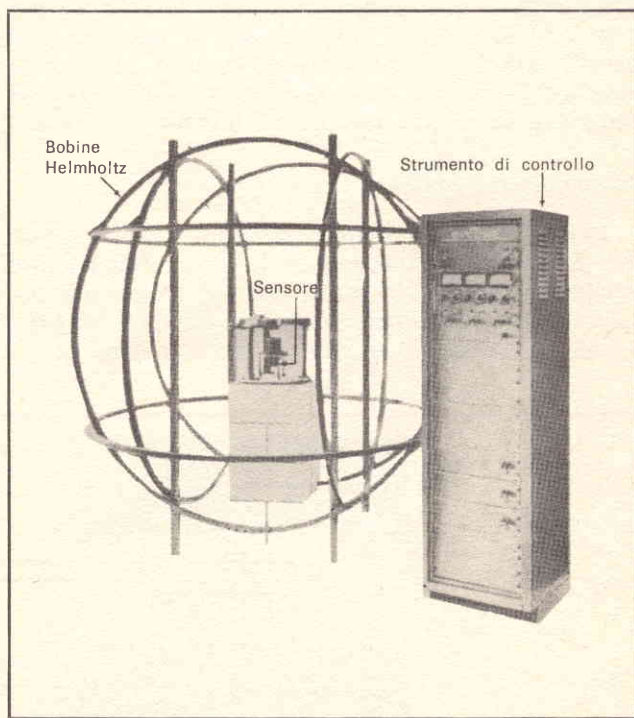



Fig. 29 - Il «Dycome system» utilizza un magnetometro a soglia di flusso per produrre campi magnetici di intensità precisa, servendosi di bobina Helmholtz

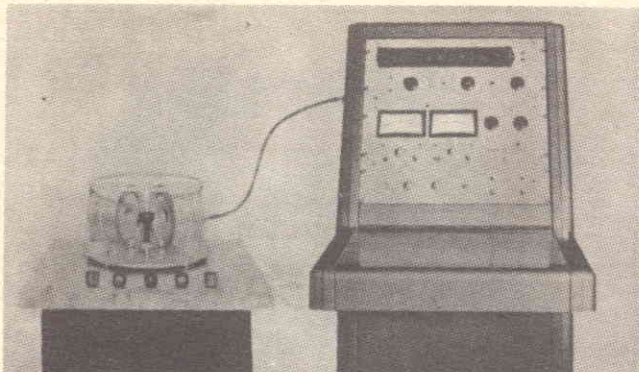



Fig. 30 - Il magnetometro Spinner (Princeton Applied Research).

Tutte le misure di induzione magnetica si basano sulla osservazione della tensione indotta su di una bobina di rilevamento tramite un cambio di flusso, quando si modificano campo magnetico, posizione dell'oggetto, o posizione della bobina stessa.

Magnetometro a campione vibrante

Il campione di materiale da studiare viene mantenuto in vibrazione in modo perpendicolare rispetto al campo applicato mediante uno shaker; pure sulla parte vibrante sono posti due piatti metallici circolari i quali, accoppiati ad un paio di piatti fissi, comprimono un condensatore vibrante. La bobina di rilievo sul campione e quella fissa sono entrambe in un forte campo magnetico. Il condensatore vibrante emette un segnale di riferimento; le spire di rilievo generano così un segnale proporzionale al momento magnetico indotto nel campione. Il gradiente del campo può essere misurato con precisione se si sostituisce il campione stesso con una piccola bobina.

Magnetometro Spinner

Il magnetometro Spinner (fig. 30) misura il momento magnetico rimanente e la suscettibilità anisotropica in campioni di roccia. Esso garantisce una misura diretta e simultanea delle due componenti ortogonali del momento magnetico del campione in un piano perpendicolare all'asse di rotazione. Le componenti del momento possono valere dai 7 x 10^{-9} EMU/cc a 0,5 EMU/cc e vengono mostrate su misuratori contrapposti, in modo da definire il vettore-momento in un piano.

Magnetismo nucleare - NMR

Molti nuclei presentano dipoli magnetici, e vi è dunque la possibilità che una porzione di materia possa presentare notevoli effetti magnetici esterni dovuti al magnetismo nucleare. Tuttavia, i momenti magnetici nucleari sono inferiori di parecchi ordini di grandezza a quelli associati al moto degli elettroni in un atomo o ione.

Il momento magnetico di un elettrone dovuto alla sua rotazione, ad esempio, supera quello di un protone (il nucleo dell'atomo di idrogeno) per un fattore di 660. La maggior parte delle tecniche sono troppo poco precise per poter individuare il fenomeno del magnetismo nucleare. Le tecniche di risonanza nucleare, mediante le quali si rivela il magnetismo nucleare, vengono utilizzate per studiare il paramagnetismo, il ferromagnetismo e l'anti-ferromagnetismo; in tali casi, gli effetti magnetici non sono dovuti al nucleo, ma piuttosto agli elettroni orbitali.

La grandezza del momento magnetico del nucleo, che dipende dal numero di protoni, può essere misurata ponendo un modello di prova contenente protoni in un campo magnetico esterno di induzione magnetica B, e misurando l'energia ($= 2\ \mu\ B$) necessaria a far compiere ai protoni un giro su se stessi. Il nucleo (con i protoni ruotanti) viene posto nel campo B con un «campo di perturbazione» ad angolo retto rispetto ad esso. Si varia la frequenza angolare di tale campo di perturbazione, fino a giungere in condizione di risonanza; in questa condizione, molti protoni ruotanti tendono a girarsi su se stessi nel campo, assorbendo così energia; essa viene poi misurata mediante tecniche elettroniche appropriate.

Questo sviluppo assai recente nel campo delle misure magnetiche prende il nome di «misura della risonanza protonica o del NMR (risonanza nucleare magnetica)» fig. 31. Il momento magnetico di un protone è stato misurato con grande precisione, ed è pari a $\mu p = 1{,}41044 \times 10^{-26}$ ampere/m^2.

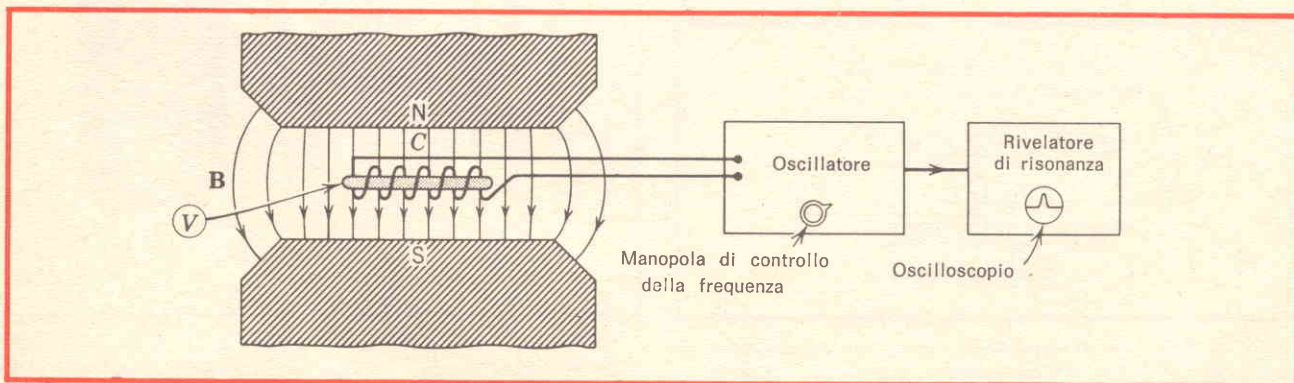



Fig. 31 - Dispositivo di misura della risonanza magnetica nucleare (NMR).

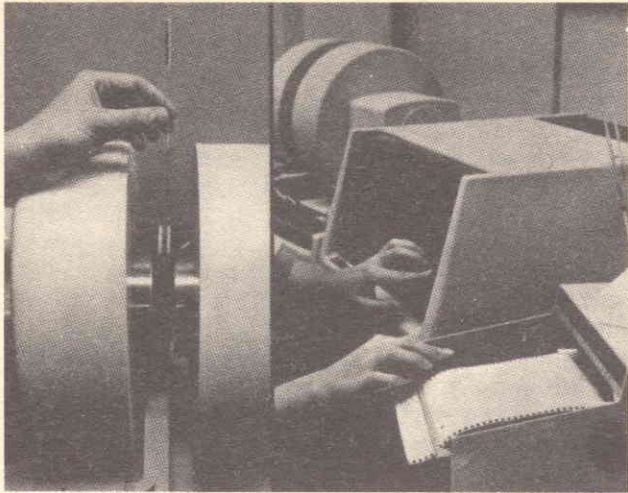



Fig. 32 - Spettrometro Varian NMR.

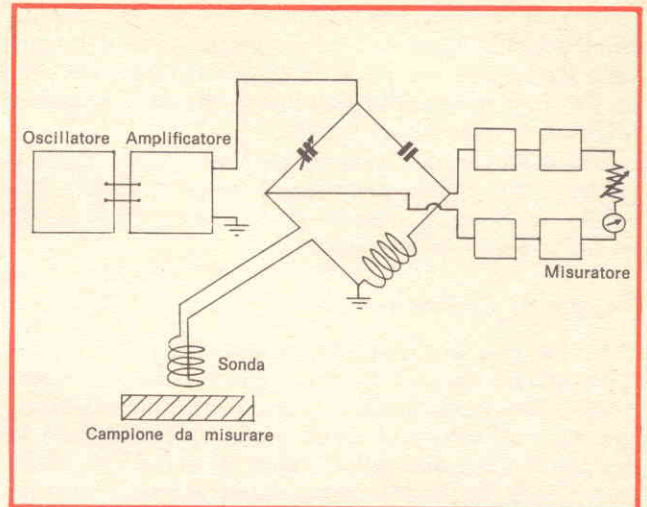
Fig. 33 - Circuito di misura che utilizza la corrente parassita.

Spettrometro per la risonanza elettronica paramagnetica (EPR)

Dato che gli elettroni possiedono sia un momento magnetico che un momento angolare, essi si muovono attorno all'asse del campo con una frequenze direttamente proporzionale alla forza del campo. La costante di proporzionalità è data dal rapporto fra momento magnetico e momento angolare, noto col nome di rapporto «magnetogirico». Se un materiale contenente elettroni non accoppiati (ad esempio, ioni di elementi di transizione) viene sottoposto simultaneamente ad un campo magnetico a corrente continua ed irradiato da un campo magnetico di radio-frequenze molto più debole alla frequenza di pressione, si verifica la risonanza elettronica.

In un tipico spettrometro EPR, un oscillatore genera un campo di micro-onde della frequenza di 9,5 GHz, frequenza di precessione per gli elettroni situati in un campo di circa 0,3400 tesla. Il campo di micro-onde viene applicato alla cavità EPR, la quale è risonante alla stessa frequenza. La cavità è poi collegata ad un braccio di un ponte di micro-onde, mentre l'altro braccio contiene un cristallo di misura, ed il ponte viene così approntato ad un bilanciamento pressoché perfetto in assenza di risonanza elettronica. Viene quindi applicato all'oggetto nella cavità un campo magnetico di 9,5 kMHz e si verifica, quale effetto della risonanza, un cambio di energia. Tale fattore squilibra il ponte e viene così rivelato dal cristallo di misura.

Resistività magnetica

I sensori di resistività magnetica (o magneto-resistori) sono resistori semiconduttori in cui la resistenza aumenta con il campo magnetico. I valori di resistenza in un campo a 0 gauss (10^{-4} tesla) variano da 10 a 1000 Ω, ed aumentano da 5 a 15 volte in resistenza se ci si trova in presenza di campi da 10.000 gauss (1 tesla).

Per ottenere la massima sensibilità, il campo dovrebbe essere posto perpendicolarmente al resistore (come nel caso degli apparecchi ad effetto Hall). Le caratteristiche di resistenza al flusso diretto sono lineari per campi di 5000/100.000 gauss; per campi più bassi il responso non è invece più lineare.

Misure di elettromagnetismo mediante correnti parassite

L'analisi elettromagnetica è un termine nel quale sono compresi un gran numero di metodi di misura elettronici relativi alle interazioni di campi magnetici e di correnti elettriche. La tecnica maggiormente usata è il test a corrente parassita.

Quando una corrente alternata passa in un avvolgimento posto vicino ad un materiale ferromagnetico, vengono indotti nel materiale campi magnetici i quali inducono a loro volta una corrente contraria, o corrente parassita, all'interno del materiale; quest'ultima a sua volta genera un campo magnetico contrario che si oppone al campo istituito dalla corrente alternata originaria. Il circuito è illustrato in fig. 33.

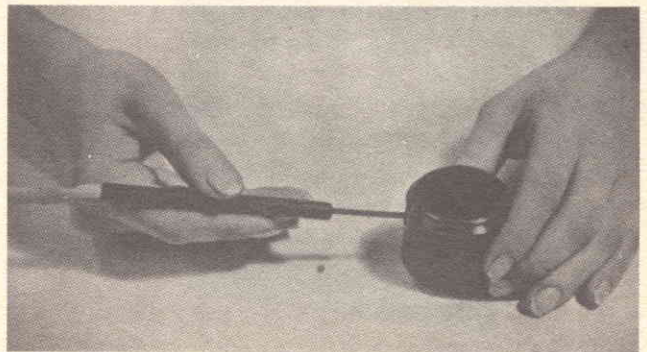



Fig. 34 - Un magnete di riferimento calibra una sonda piatta Hall (RFL).

La grandezza e fase di questo campo contrario dipendono dalla resistività e dalla permeabilità del materiale ferromagnetico preso in considerazione; ciò rende possibili valutazioni qualitative di varie proprietà fisiche dei materiali di prova.

L'interazione del campo generato dalla corrente parassita con quello preesistente ha per risultato una perdita di potenza misurabile con un circuito simile ad un ponte di Wheatstone.

Magneti di riferimento

Un magnete di riferimento rappresenta per un gaussmetro quello che per un potenziometro da laboratorio è una cella standard. Un magnete di riferimento utilizzato per calibrare una sonda piatta viene mostrato in figura 34; sono disponibili valori di densità di flusso variabili da 5 a 20.000 gauss. Questi magneti vengono stabilizzati e misurati utilizzando induttori e bobine di rilevamento campioni.

Quando si osservi una certa cura nel maneggiarli, i magneti di riferimento conservano la loro magnetizzazione iniziale indefinitamente. Le schermature estensive rendono minimo il pericolo di cambiamenti di calibrazione dovuti a campi magnetici esterni cui il magnete di riferimento venga sottoposto nel corso di operazioni normali; alcune prove hanno dimostrato che un magnete di riferimento di 0,1 tesla non subisce alterazioni se viene posto in un campo demagnetizzante di 200 oersted (15920 amper-spira/metro). I campi magnetici che si possono accidentalmente incontrare durante una normale operazione sono sull'ordine dei 10 oersted (795 A/m). I campi magnetici che si generano in prossimità di un grosso magnete sono valutabili sull'ordine dei 100 oersted (7950 A/m) ad una distanza di circa 60 cm dal magnete di riferimento. Oltre ad essere schermati, i magneti di riferimento sono pure stabilizzati magneticamente per assicurarsi contro un cambio di calibrazione. Urti meccanici che siano talmente violenti da modificare la struttura fisica del magnete di riferimento possono causare una modifica alla calibrazione; un magnete che sia stato danneggiato può però essere calibrato di nuovo mediante confronto con un magnete di riferimento originario o mediante un sistema di calibrazione sufficientemente calibrato.

Fig. 35 - Un sistema magnetico completo Magnetreater®, che carica, misura e stabilizza i materiali magnetici (RFL).

Nuovi materiali magnetici

Dieci anni or sono l'utente di materiali permanentemente magnetici era limitato nella sua scelta ai materiali allora esistenti: venivano largamente utilizzati l'Alnico V e VI, mentre la ferrite di bario stava anch'essa divenendo di uso corrente, e le leghe al cobalto-platino, molto sofisticate e piuttosto care, venivano utilizzate solo nel caso in cui la loro applicazione ne giustificasse il costo.

Gli ultimi dieci anni hanno visto una grande espansione nell'utilizzazione dei materiali magnetici a grandissima forza coercitiva; i nuovi materiali hanno un prodotto d'energia molto maggiore di quelli disponibili nel passato. I progressi registrati nel campo dei componenti si sono tradotti nella realizzazione di materiali dotati di caratteristiche di magnetizzazione e di stabilizzazione completamente nuove.

La maggior parte degli ingegneri che si occupano del problema della scelta del materiale magnetico si servono dei materiali Alnico; l'Alnico V, VI, VIII e IX necessitano di forze magnetizzanti che variano fra 3000 e 7000 oersted, ed il loro prodotto di energia giunge al massimo ai 7,5 milioni.

I materiali di ferrite di bario, il cui prodotto di energia vale circa 2 milioni, necessitano di una forza magnetizzante di 12.000 oersted; ciò comporta qualche problema di magnetizzazione iniziale, peraltro facilmente superabile.

Il materiale in lega cobalto-platino è stato introdotto di recente sul mercato; il CoPt necessita di una forza magnetizzante di 20.000 oersted, ma le sue piccole dimensioni consentono il rapido raggiungimento di una forza del genere.

Le ricerche sviluppatesi recentemente sulle cosiddette «terre rare» (cerio, samario, lantano, lutezio) hanno posto di fronte a nuovi materiali magnetici assai interessanti. Proprietà tipiche di questi materiali sono: valori di prodotto di energia assai elevati (limiti teorici di 24 milioni per samario e cerio, superiori a 40 milioni per CoPt); si richiedono teoricamente forze di magnetizzazione da 60.000 oersted.

Questi materiali permettono la preparazione di progetti irrealizzabili fino a pochi anni or sono.

Carica e stabilizzazione di un magnete

L'utilizzazione in rapida espansione dei magneti permanenti ha provocato una parallela richiesta di nuovi mezzi precisi e veloci che ne permettano la magnetizzazione, stabilizzazione e misura. Nella maggior parte dei casi si deve precedentemente realizzare una completa saturazione magnetica. Successivamente il magnete in piena carica deve essere stabilizzato o portato al livello di rendimento richiesto.

Il processo completo richiede l'utilizzazione di tre strumenti diversi: un «caricatore magnetico» per la saturazione iniziale del magnete, un «trattatore di magneti» (Magnetreater) per la stabilizzazione dal massimo livello di flusso a quello voluto, un gaussmetro per la misurazione della densità di flusso. Tale strumentazione può essere raccolta in un unico sistema (fig. 35), il quale può essere o semiautomatico e completamente automatico.

Esistono quattro tipi di «caricatori magnetici»: (1) magnetizzatore a magnete permanente, (2) caricatore a corrente continua, (3) caricatore ad impulsi a semicicli, (4) caricatore magnetico ad impulso di scarica di condensatore.

Un trattamento o stabilizzamento dei magneti è necessario perchè tale trattamento artificiale previene una deteriorazione del livello di flusso in un periodo di tempo più o meno lungo. Il metodo tradizionale di demagnetizzazione consiste nell'utilizzazione di una larga bobina in cui circola corrente alternata. Il magnete che deve essere trattato viene posto vicino all'avvolgimento o nella cavità dell'avvolgimento stesso e poi allontanato dal campo a corrente alternata. Tale metodo non consente però una grande precisione, dal momento che è assai difficile un controllo accurato del campo a corrente alternata, e sono necessarie correnti assai intense per assicurare un soddisfacente campo demagnetizzante. Se poi una corrente di 50 ampere viene applicata ad un tale avvolgimento, il calore che si genera è piuttosto sensibile; l'operazione deve essere svolta in brevissimo tempo.

Il «Magnetreater RFL» (in fig. 35) risolve tutti questi problemi; esso è una unità compatta con alta potenza di punta. Per sviluppare la forza demagnetizzante necessaria si utilizza il principio di «immagazzinamento dell'energia»; l'energia viene cioè immagazzinata in un condensatore per un periodo di circa un secondo, quindi scaricata in un avvolgimento come onda oscillatoria in un periodo di circa 50 millisecondi.

Come scegliere un sistema magnetico

In linea di principio, tutti i sistemi di precisione elettromagnetici di laboratorio sono costituiti da due componenti essenziali: 1) una serie di strumenti magnetici accuratamente progettati e realizzati, 2) una uscita di potenza controllata per eccitare le bobine di rilievo.

I fattori di primaria importanza che devono essere considerati nella scelta di un sistema magnetico sono:

1) le dimensioni del foro in cui introdurre gli oggetti per gli esperimenti

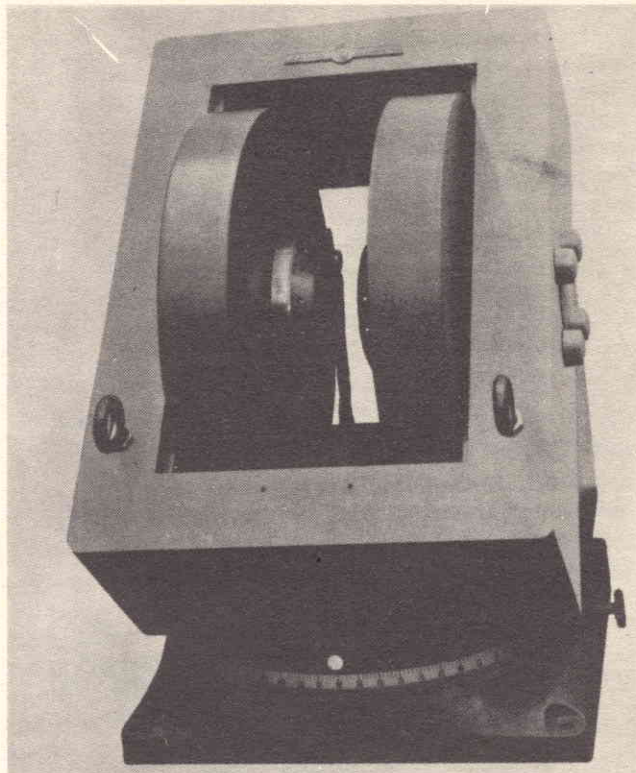



Fig. 36 - Elettromagneti di precisione possono produrre campi magnetici superiori ai 40.000 gauss (4 tesla) (Varian).

2) il rapporto fra il foro fisso o variabile e l'orientamento verticale od orizzontale del campo magnetico. La maggior parte dei magneti possono venir orientati sia verticalmente che orizzontalmente, sebbene i magneti più larghi necessitino di accorgimenti speciali per l'orientamento verticale.

Il campo magnetico che si genera presenta un certo numero di caratteristiche di cui si deve tener conto. La più ovvia è la dimensione del foro, ma altri parametri importanti sono l'intensità di flusso, la stabilità e l'omogeneità del campo all'interno del foro. La stabilità del campo indica la sua indipendenza da cambiamenti della tensione di rete. nell'impedenza di carico, della temperatura, o dall'introduzione di campi magnetici estranei.

L'omogeneità viene generalmente espressa come frazione dell'intero campo; esistono diagrammi che indicano l'omogeneità del campo.

Le applicazioni di un sistema magnetico vengono limitate solo dall'immaginazione del ricercatore; alcune delle utilizzazioni più comuni sono:

Misure della suscettibilità magnetica
Studi dell'effetto Hall
Esperimenti magneto-ottici (effetti Zeemant, Faraday, Kerr, Voight)
NMR (risonanza magnetica nucleare)
EPR (risonanza paramagnetica elettronica)
Analisi di meccanica dei quanti
Studi biologici
Demagnetizzazioni adiabatiche
Fisica dei semiconduttori.

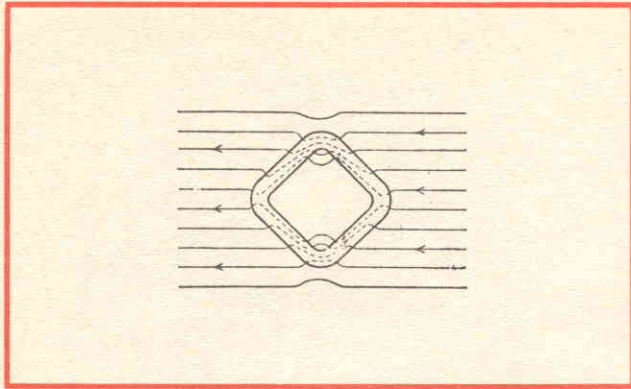



Fig. 37 - Gli schemi deviano le linee di flusso tutt'attorno alle superfici schermate (Perfection Mica Co.).

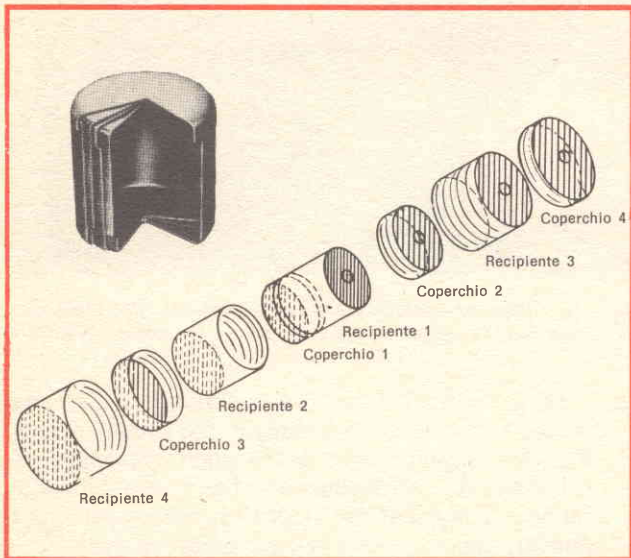



Fig. 38 - Schermo magnetico a molti strati (Perfection Mica Co.).

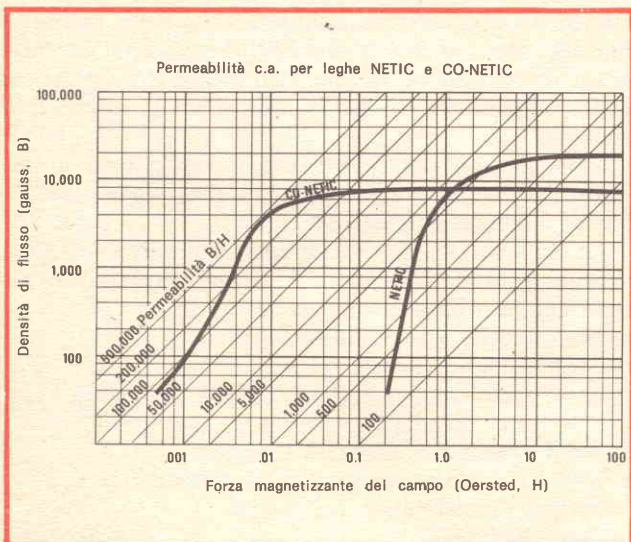



Fig. 39 - Curve B/H per materiali NETIC e CO-NETIC (Perfection Mica Co.).

Schermatura magnetica

Vi sono tre metodi per evitare che l'energia elettromagnetica irradi dai componenti o dagli strumenti: (1) effettuare una accurata scelta dei componenti e una progettazione organica del sistema, (2) disporre di filtri e (3) realizzare una protezione magnetica.

Una schermatura magnetica divide il campo attorno ad un oggetto, presentando un percorso lungo il quale si sviluppano le linee di forza magnetiche, proprio come delle superstrade che attraversano una città (figura 37); non risultano arrestate od assorbite le linee di forza, come qualcuno potrebbe essere indotto a pensare. Il problema della schermatura di un campo magnetico è assai complicato: non si può infatti pensare di disporre a caso un rivestimento attorno ad un componente o circuito. I fattori da prendere in considerazione sono:

1) **Tipo di campo magnetico:** se cioè il campo stesso sia: 1) relativamente stabile, come quello terrestre o quello che si sviluppa da un magnete permanente o da un circuito a corrente continua, oppure 2) variabile, come quello risultante da generatori di corrente alternata, oppure 3) una combinazione di campi stabili e variabili.

2) **Intensità del campo magnetico:** se sono presenti tanto campi a corrente continua quanto ad alternata, si deve conoscere la forza di ciascuno di essi.

3) **Attenuazione richiesta:** l'attenuazione, o efficacia dello schermo (SE) può essere espressa in decibel:

$$SE = 20 \log_{10} (H_{esterno}/H_{interno})$$

Una SE di 20 dB indica una attenuazione di 10:1; 40 dB corrispondono a 100:1; 60 dB corrispondono a 1000:1.

Questi dati non assicurano però una sufficiente conoscenza del tipo ideale di schermatura da operarsi caso per caso; a tale conoscenza si giunge solo dopo anni di esperienza di progetto.

4) **Forme d'onda dei campi a corrente alternata:** se la componente a corrente alternata del campo che interferisce è irregolare, l'intensità di picco è importante.

5) **Frequenza dei campi a corrente alternata:** generalmente, più elevata è la frequenza, più semplice è schermare; problemi di interferenza al di sopra dei 200 kHz non vengono generalmente considerati. Per questo tipo di schermatura si utilizzano solitamente materiali di elevata conducibilità.

Nel 1954, la «Divisione di isolamento magnetico» della Perfection Mica ha realizzato materiali di schermatura (più propriamente detti «barriere magnetiche») denominati con le sigle NETIC e CO-NETIC. Queste leghe presentano discreti vantaggi rispetto ai materiali utilizzati fino ad allora per il medesimo scopo (minori rischi nella loro produzione e nel maneggiarli, possibilità di esser tagliati o sfilacciati per ap-

RadioRegistra

la Radio è Philips il Registratore è Philips per farti il programma che vuoi

microfono incorporato

Radioregistratore RR 644.
Potenza musicale 3 watt. Radio FM/M/L/C. Registratore con microfono incorporato, autostop e controllo costante del livello del tono. Possibilità di impiego di cassette al biossido di cromo.

PHILIPS
quando il suono è perfezione

plicazioni ingegneristiche). Le principali caratteristiche delle leghe NETIC sono la grande capacità di trasporto (deviazione) del flusso e la bassa retentività. Le leghe CO-NETIC, sono state realizzate per campi magnetici di scarsa intensità. Tali materiali sono facilmente lavorabili e possono essere fabbricati in innumerevoli configurazioni. Una protezione può combinare tanto gli schermi elettromagnetici quanto quelli elettrostatici.

Il materiale NETIC viene generalmente usato in campi di elevata intensità dato che esso non satura completamente, ma raggiunge solo una certa percentuale di attenuazione. Il materiale CO-NETIC viene invece utilizzato in campi di bassa intensità, in modo da sfruttarne le sue alte caratteristiche di attenuazione. Il diagramma in figura 39 illustra i valori che si riferiscono ad entrambi i materiali.

Fig. 40 - Nel diagramma è riportata la efficienza relativa di schermatura ottenuta mediante strati successivi di materiale NETIC. Una zona d'aria fra gli strati può parzialmente attenuare il campo perturbante.

Fig. 41 - Camera a zero gauss (Perfection Mica Co.).

Dal momento che il costo dei materiali cresce generalmente in modo diretto con la loro permeabilità, il progettista di schermi utilizza generalmente il materiale a permeabilità inferiore che consenta una effettiva schermatura dell'elemento preso in considerazione. Lo spessore del materiale può essere variato per ottenere un aumento di permeabilità; allo scopo si possono utilizzare diversi strati di materiale. La costruzione di più strati di schermo dipende dal modo in cui si vuole opporsi all'azione del campo di interferenza. Se un apparecchio deve essere schermato da una interferenza magnetica, generalmente uno strato inferiore di materiale CO-NETIC, viene circondato da uno o più strati di materiale NETIC a più bassa permeabilità e più alta saturazione. Se è invece l'apparecchio stesso che viene schermato a generare la interferenza magnetica, allora si inverte la successione degli strati: gli strati NETIC vengono posti all'interno, ed uno strato CO-NETIC conclude lo schermo.

I materiali di schermatura magnetica sono sensibili a perturbazioni esterne: un abuso può anche provocare una perdita delle loro qualità di schermo, ed in tal caso essi devono essere trattati di nuovo per riottenere le loro caratteristiche originarie.

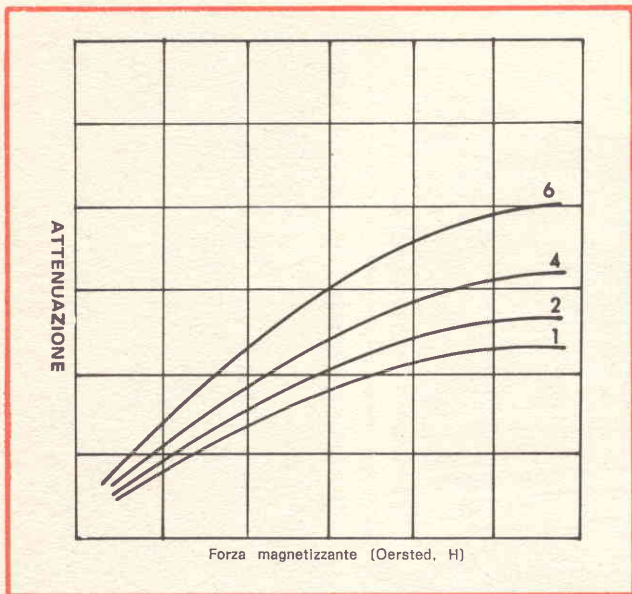
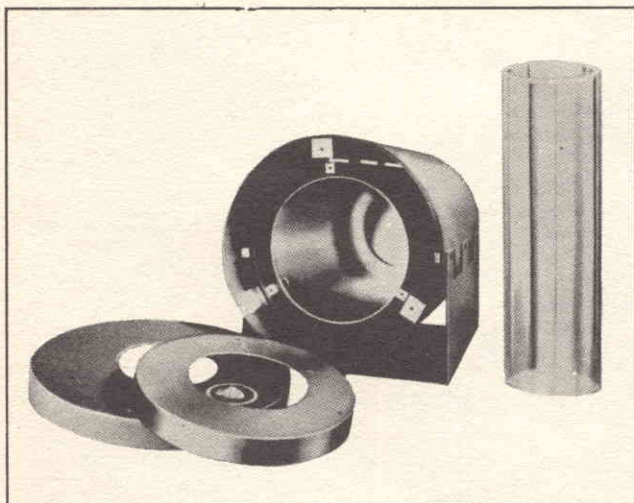
Camera a zero gauss

Una caratteristica camera a zero gauss è costituita da tre sistemi di schermatura concentrici ad elevata permeabilità CO-NETIC poco sensibili a perturbazioni esterne con uno strato interno in alluminio (vedi fig. 41). Un sistema ad avvolgimento Helmholtz può esservi incorporato in modo tale che un campo magnetico possa esservi generato per la calibrazione di magnetometri ed altri apparecchi di rilievo.

Misurazioni di magnetismo terrestre

I parametri fondamentali del magnetismo terrestre sono: 1) l'angolo di declinazione (D) fra il meridiano magnetico (cioè, il piano contenente il vettore magnetico) ed il meridiano geometrico; 2) l'intensità orizzontale (H), cioè la forza massima magnetica nel piano orizzontale; 3) l'intensità verticale (Z), forza massima nel piano geograficamente verticale; 4) l'intensità totale (F), massimo della forza magnetica indipendentemente dalla sua direzione; 5) l'inclinazione (I), angolo fra la direzione del campo e il piano orizzontale; 6) la componente della forza verso il nord geografico (X), e 7) la componente della forza verso l'est geografico, Y.

X, Y e Z sono vettori, H e F grandezze scalari, D ed I sono angoli. Se tre elementi sono noti, è possibile ricavare tutti gli altri. Gli elementi che vengono misurati con maggior frequenza sono D, H ed I.

Le misure vengono comunemente espresse in gamma, unità di misura universalmente accettata per le misure del magnetismo terrestre; un gamma equivale a 10^{-5} gauss, o 10^{-9} tesla. L'intensità massima totale del magnetismo terrestre è di 0,4-0,5 gauss

CITOFONIA A ONDE CONVOGLIATE

a cura di Giovanni RE

Forse non tutti sanno che il sistema di trasmissione dei messaggi sulle linee di trasporto dell'energia elettrica ha una applicazione vastissima.

Molte centrali elettriche sono collegate tra di loro mediante sistemi ad onde convogliate.

La distribuzione monofase avviene prelevando la corrente tra una delle fasi ed il neutro, bisogna che le due prese siano ricavate dalla stessa fase. Questo è senz'altro vero nell'interno di un singolo appartamento. E' estremamente comodo non dover stabilire delle linee di conduttori appositi per collegare due locali per mezzo di un apparecchio interfonico.

Il problema dei collegamenti tra i vari locali di un appartamento, uffici, magazzini oppure tra le varie sezioni di una fabbrica, di una fattoria od altro, consiste di accertarsi che i due apparecchi interfonici siano inseriti nella medesima linea **controllata da un solo contatore,** altrimenti la comunicazione sarebbe impossibile.

La trasmissione si effettua mescolando una portante R.F. modulata dalla voce, mentre la ricezione avviene separando la portante dalla frequenza fonica e rivelandola. La frequenza acustica così ottenuta viene introdotta in un amplificatore a bassa frequenza e quindi portata ad alimentare un altoparlante. Lo stesso altoparlante serve da microfono in trasmissione e l'amplificatore di bassa frequenza serve da amplificatore di modulazione.

Il citofono a onde convogliate è da considerare come un impianto ricetrasmittente a onda lunga (OL/LW), con richiusura di antenna tramite la linea (ac/220V) della sua stessa linea di alimentazione (fig 2).

In questo caso, la possibilità di lunghezza del collegamento possibile è direttamente proporzionale alla potenza del trasmettitore TX, alla sensibilità del ricevitore RX e all'efficienza dell'impianto antenna-terra-propagazione (vedi disegno fig. 1).

In questo caso, la possibilità di lunghezza del collegamento, sarà direttamente proporzionale alla potenza del trasmettitore TX, alla sensibilità del ricevitore RX, alla continuità di richiusura del circuito della bobina di antenna TX/RX attraverso la linea c.a. 220 V di alimentazione, alla sua lunghezza (resistenza), e alle sue perdite di isolamento e di capacità parassite (vedi disegno di fig. 2).

Normalmente, con potenza TX di 100 mW, si potrebbero ottenere dei collegamenti efficienti su distanze superiori al chilometro. Per non ottenere questo risultato, le probabilità di ostacolo possono essere le seguenti:

1) La linea c.a. 220 V di alimentazione non è in continuità resistiva, cioè i 2 citofoni vedono tra loro uno o più trasformatori (vedi disegno di fig. 3).

In questo caso avviene la netta separazione o isolamento di conti-

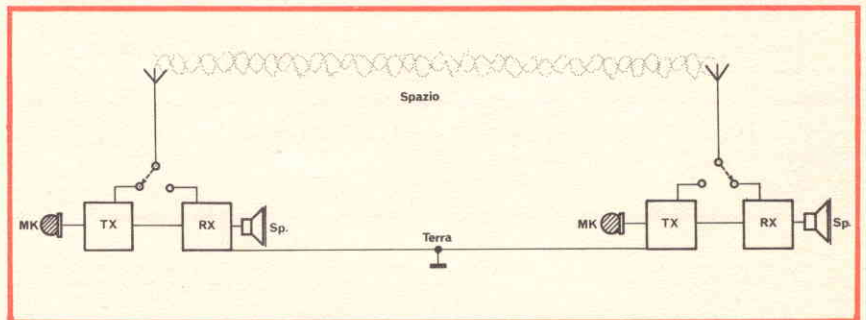



Fig. 1 - Esempio di collegamento radio con impianto di antenna/terra.

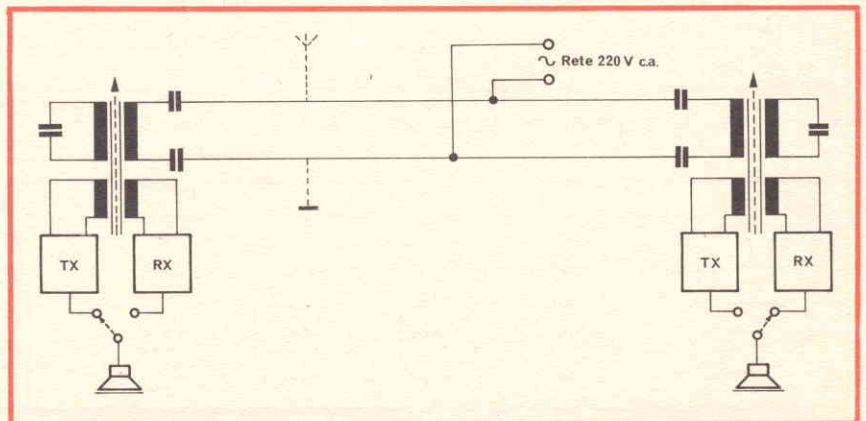



Fig. 2 - Esempio di collegamento ricetrasmittente a onde convogliate.

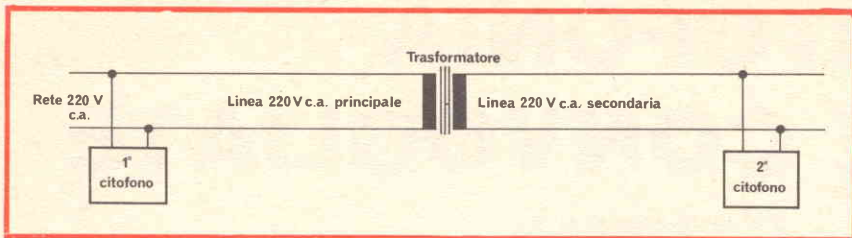



Fig. 3 - Linea con ostacolo di trasformatore, cioè linea non idonea al collegamento di due citofoni.

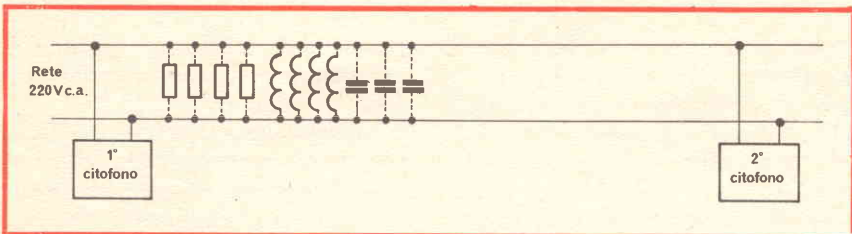



Fig. 4 - Linea con ostacolo di troppo carico cioè impedenza di linea di molto inferiore all'impedenza d'uscita dei citofoni.

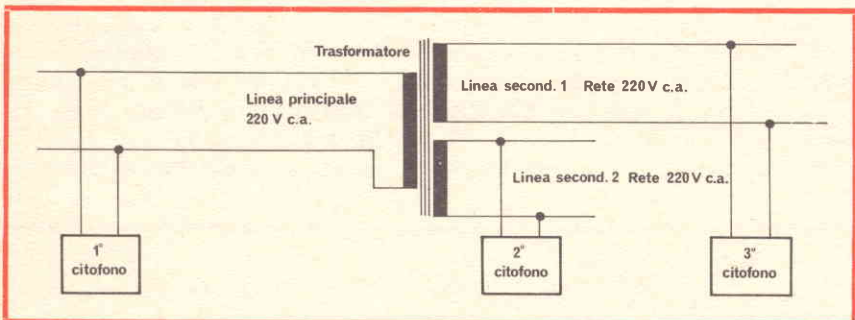



Fig. 5 - Linea con ostacolo di trasformatore a più secondari, non idonea al collegamento di due o più citofoni.

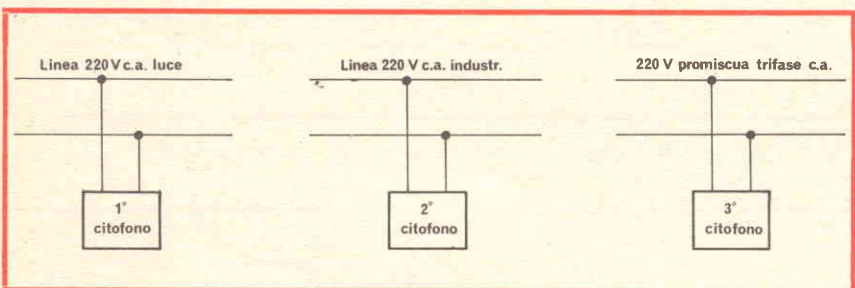



Fig. 6 - Linee c.a. non idonee al collegamento di due o più citofoni.

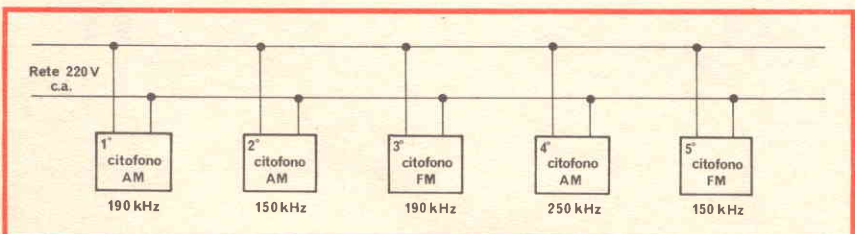



Fig. 7 - Collegamento non idoneo tra due o più citofoni riferiti non alla linea c.a. ma sui citofoni stessi.

nuità resistiva della linea, come se mancasse completamente la richiusura del circuito di antenna del TX rispetto all'RX, praticamente rispettivamente richiusi, su primario e secondario del trasformatore/i; certamente inidoneo/i per RF/OL-LW (100/300 kHz).

2) La linea di alimentazione e di richiusura antenne RX/TX c.a. 220 V, mediamente calcolata come carico resistivo di 10 Ω, non ha tali caratteristiche. Es: caso particolare di impianto citofono ad onde convogliate tra abitazioni di stabili vicini tra loro, ma serviti di energia elettrica tramite la stessa cabina di trasformazione. In questo caso, la linea a 220 V è richiusa da molteplici carichi sia resistivi che induttivi (ferri da stiro, stufette elettriche, motori, trasformatori ecc), che possono abbassare la resistenza totale della linea a valori inferiori all'unità di ohm. In effetti le possibilità di collegamento tra due citofoni in queste condizioni di rete saranno comunque possibili, ma notevolmente ridotte in distanza di tratta (vedi disegno di fig. 4)

3) Le linee di alimentazione dei 2 citofoni, siano linee primarie e secondarie di cabina di trasformazione, o di impianti distinti luce e forza industriale, oppure tra i 2 casi citati promiscuamente a fasi della forza industriale a 380 V c.a. (vedi disegni di figg. 5 e 6).

Casi particolari e già possibili in stabili adibiti ad abitazione, molto più frequenti in stabili adibiti al settore industriale

4) Che la linea di alimentazione a 220 V, avendo ottime caratteristiche per il funzionamento di impianto semplice o multiplo di citofoni ad onde convogliate, non abbia al suo collegamento apparecchi efficienti, di marche e modelli differenti operanti su diverse frequenze di lavoro, o tipi di emissione e demodulazione differenti (AM/FM/DSB) o comunque apparecchiature identiche ma inefficienti in taratura di frequenza (vedi disegno di fig. 7).

Considerazioni sulla linea ideale, esclusivamente per la prova di funzionamento ed in casi particolari di utilizzazione di 2 o più citofoni a distanza ravvicinata (inferiore ai 20/30 m)

Per la prova o per la utilizzazione di citofoni a onda convogliata a distanza ravvicinata, bisogna prima considerare che il ricevitore del citofono non è né supereterodina né superrigenerativo, ma amplificatore (non controllato in guadagno AGC/CAV) operante alla frequenza OL/LW da 100 a 300 kHz, tanto che il diodo rivelatore RX può vedere la stessa tensione a RF che fornisce il citofono trasmettitore... se collegato sulla stessa presa (multipla).

Risulta chiaro che in queste condizioni di distanza ravvicinata tra citofono TX e citofono RX, il diodo rivelatore RX vedendo troppa tensione, demodula con distorsione e poi fonde. A seguito faremo riferimento al Sommerkamp IC-500 per approfondire questo argomento. La distanza minima di linea tra 2 citofoni dovrebbe essere in ogni caso superiore ai 30 m, consentendo anche di utilizzare un discreto livello di volume senza l'innesco dei citofoni.

Il sistema migliore di prova e di utilizzazione di impianto a distanza ravvicinata, consiste nel porre tra i 2 citofoni un rotolo di piattina luce 50/100 m (fino a 400 m, per prove di sensibilità e taratura), inserendo ai capi terminali del rotolo i 2 citofoni e ad uno solo terminale la rete per l'alimentazione (vedi disegno di fig. 8).

Per tratte di collegamenti superiori ai 100 m, è determinante lo stato di efficienza e di taratura dei 2 o più citofoni, ciò consente di utilizzare l'impianto con migliore sensibilità RX e potenza TX.

I citofoni di impianto singolo (coppia), in caso di riparazione è bene inviarli in riparazione in coppia, anche se si presume che il difetto di funzionamento sia di un solo apparecchio; se impianto multiplo (3 o più citofoni) inviare in riparazione l'apparecchio difettoso in coppia al citofono perfettamente funzionante. Se l'impianto multiplo consiste di stazione centralino a più

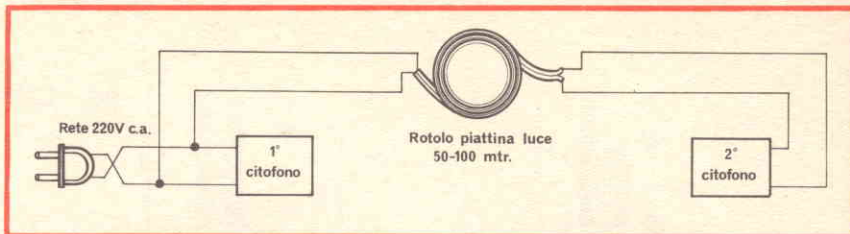



Fig. 8 - Attenuatore a mezzo rotolo di piattina luce, indispensabile per impianto citofonico a distanze inferiori di 20 m.

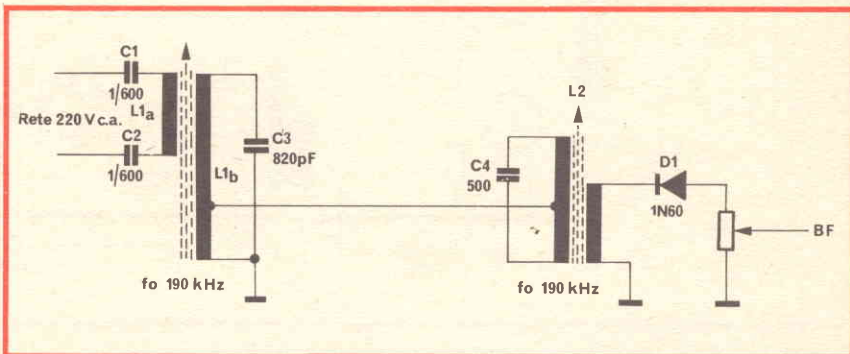



Fig. 9 - Schema IC-500. Da linea 220 Vc.a. a diodo rivelatore/RX.

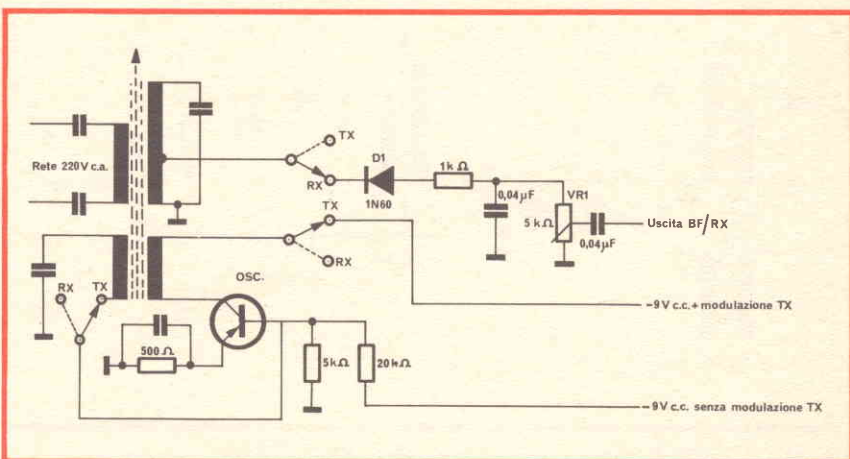



Fig. 10 - Circuito RX/TX di citofono utilizzante una sola bobina RF, di evidente semplicità.

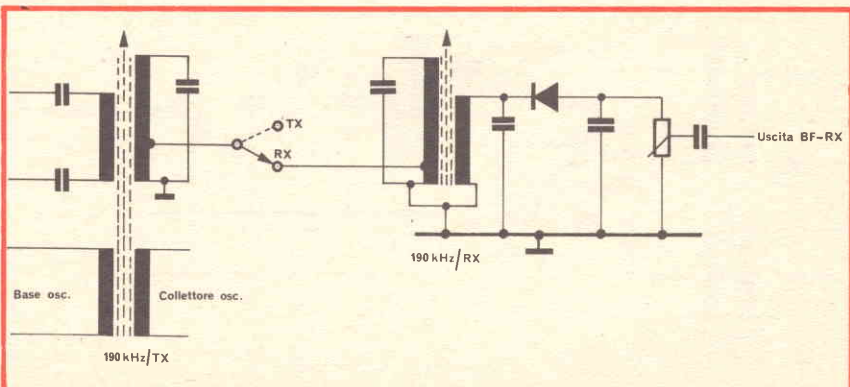



Fig. 11 - Circuito RX/TX di citofono Sommerkamp IC-500.

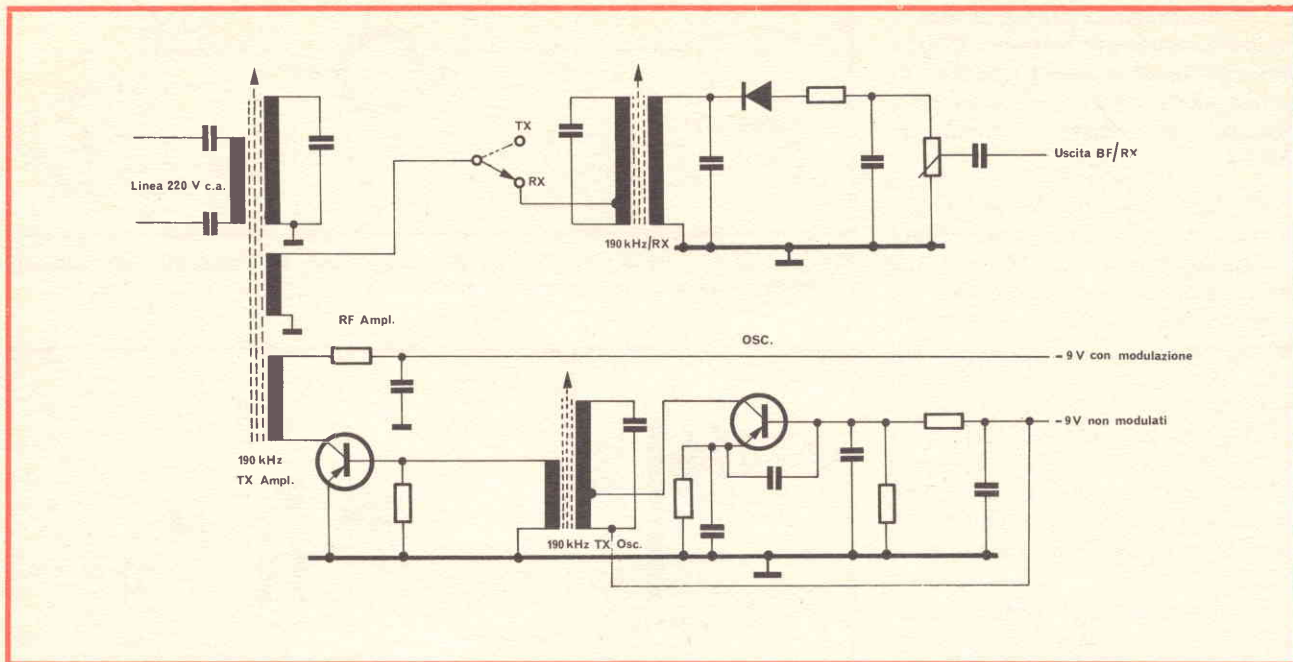



Fig. 12 - Circuito RX/TX di citofono Sommerkamp IC-500A.

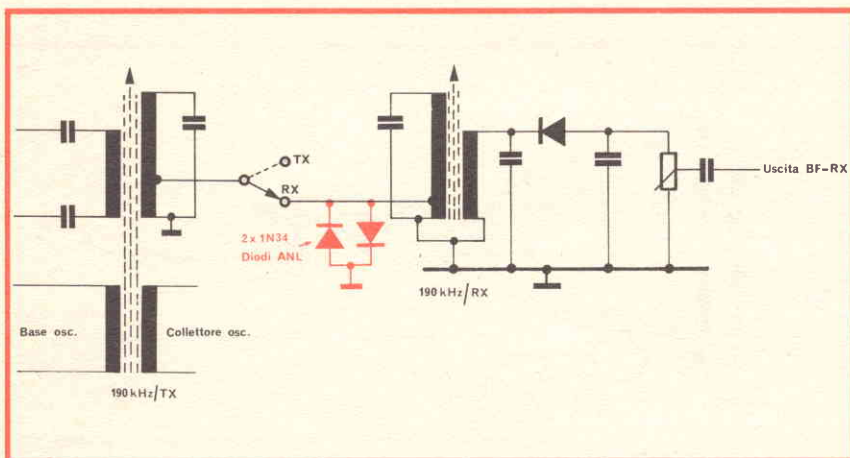



Fig. 13 - Schema di figura 11 modificato con ANL.

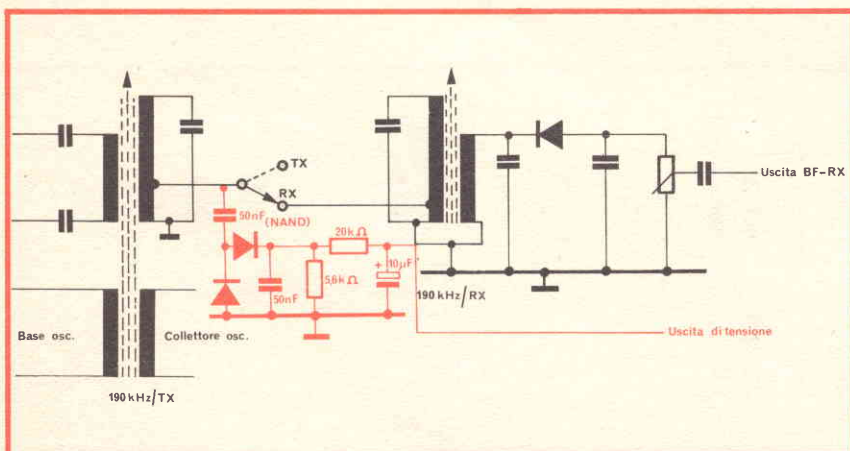



Fig. 14 - Schema di figura 11 modificato senza ANL.

canali, necessita l'invio per riparazione di tutto il sistema di impianto (Centralino + derivati dei vari canali). Queste considerazioni, si rendono assolutamente necessarie per impianto di citofonia ad onde convogliate a modulazione di frequenza FM, che oltre alla taratura di frequenza dell'oscillatore TX, amplificatore RX, necessita della taratura del discriminatore RX.

Considerazione sui difetti dei citofoni ad onde convogliate in conseguenza di impianto di utilizzazione inferiore a 20 m

IC-500 Sommerkamp A/M

Tipico caso dell'IC-500 è di non essere operante all'apertura di silenziatore (Squelch) per difetto dei diodi rivelatori RX, parzialmente in corto, conseguente al collegamento di 2 citofoni su stessa presa di alimentazione multipla o distanza di linea inferiore ai 20 m; caso già citato in precedenza, vediamo qui a seguito il perchè (vedi disegno di fig. 9).

Consideriamo il segnale di emissione di citofono IC-500 in posizione di trasmissione in assenza di modulazione nelle immediate vicinanze di altro apparecchio IC-500 in ricezione; tale segnale di poten-

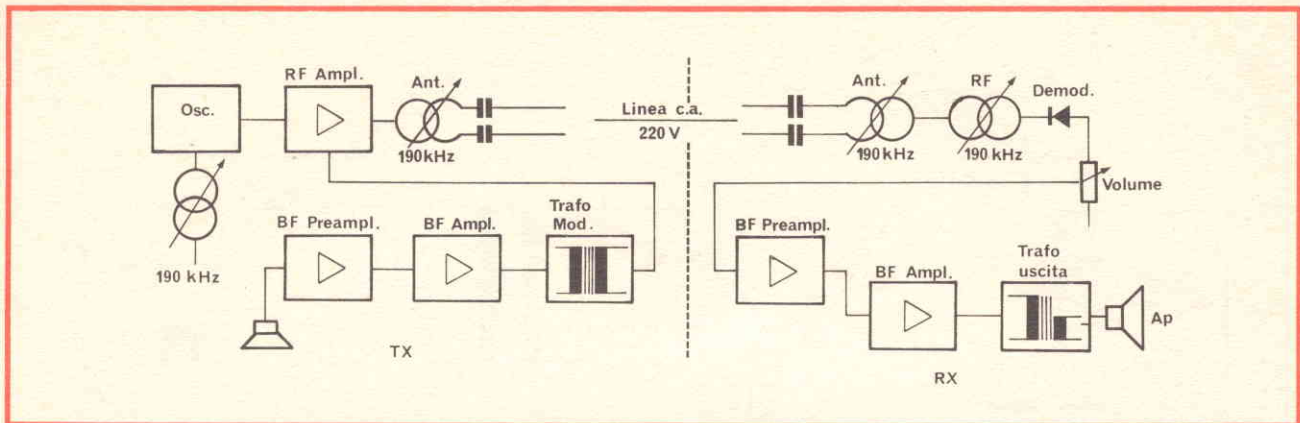



Fig. 15 - Schema a blocchi del citofono Intercom a modulazione d'ampiezza.

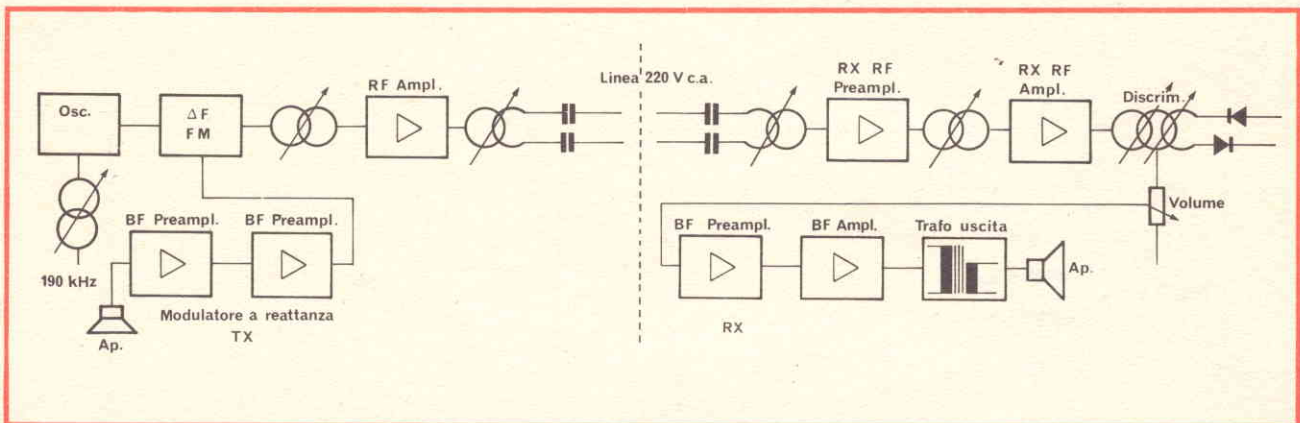



Fig. 16 - Schema a blocchi del citofono Intercom a modulazione di frequenza.

za non inferiore a 100 mW su carico medio di 10 Ω, è valutabile in tensione a RF di 3 V PEP a frequenza di 190 kHz (Linea o avvolgimento bobina antenna L1a/TX). Un secondo citofono RX nelle immediante vicinanze del citofono TX, vede ai capi della bobina antenna L1a/RX una tensione uguale o di poco inferiore. Conseguente all'alto fattore di merito (Q) dell'avvolgimento di risonanza a 190 kHz L1b/C3, avremo ai suoi terminali una tensione indotta di almeno 20 volte superiore a quella della linea (60 Vpp).

La presa di accoppiamento tra L1b e L2 stando al rapporto di 1 a 3 permette l'ingresso su primario di L2 un segnale valutabile in tensione di 20 V pp, leggermente superiore la tensione indotta sul suo secondario richiuso su diodo rivelatore D1. Segnale eccessivo per il funzionamento del diodo stesso (vedi disegno di fig. 9).

Considerazione di schemi di principio dei vari citofoni ad onda convogliata esistenti in commercio

Il più semplice, consiste nell'utilizzare una bobina unica di entrata e uscita antenna in linea a 220 V, di risonanza alla frequenza di lavoro (200 kHz), e di reazione per il circuito oscillatore TX, prelevando il segnale da demodulare direttamente su presa centrale dell'avvolgimento ad alto (Q) di risonanza. Circuito molto semplice di ideale soluzione avente i soli svantaggi di emissione di spurie armoniche

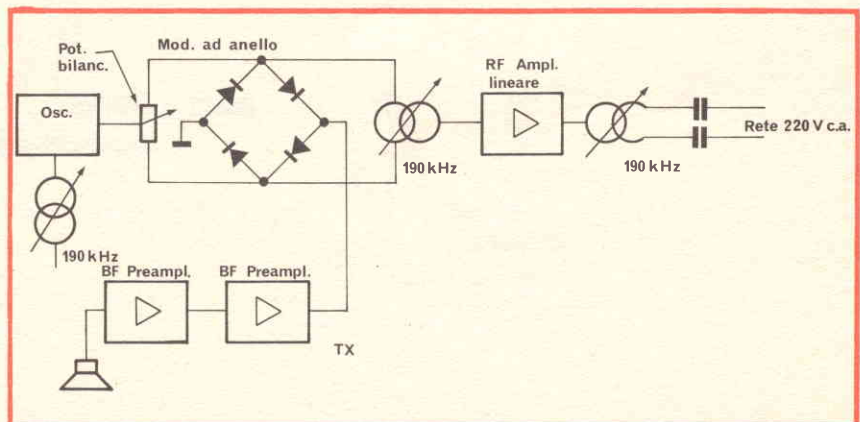



Fig. 17 - Schema a blocchi del citofono Intercom a sbilanciamento in DSB doppia banda laterale 50% AM.

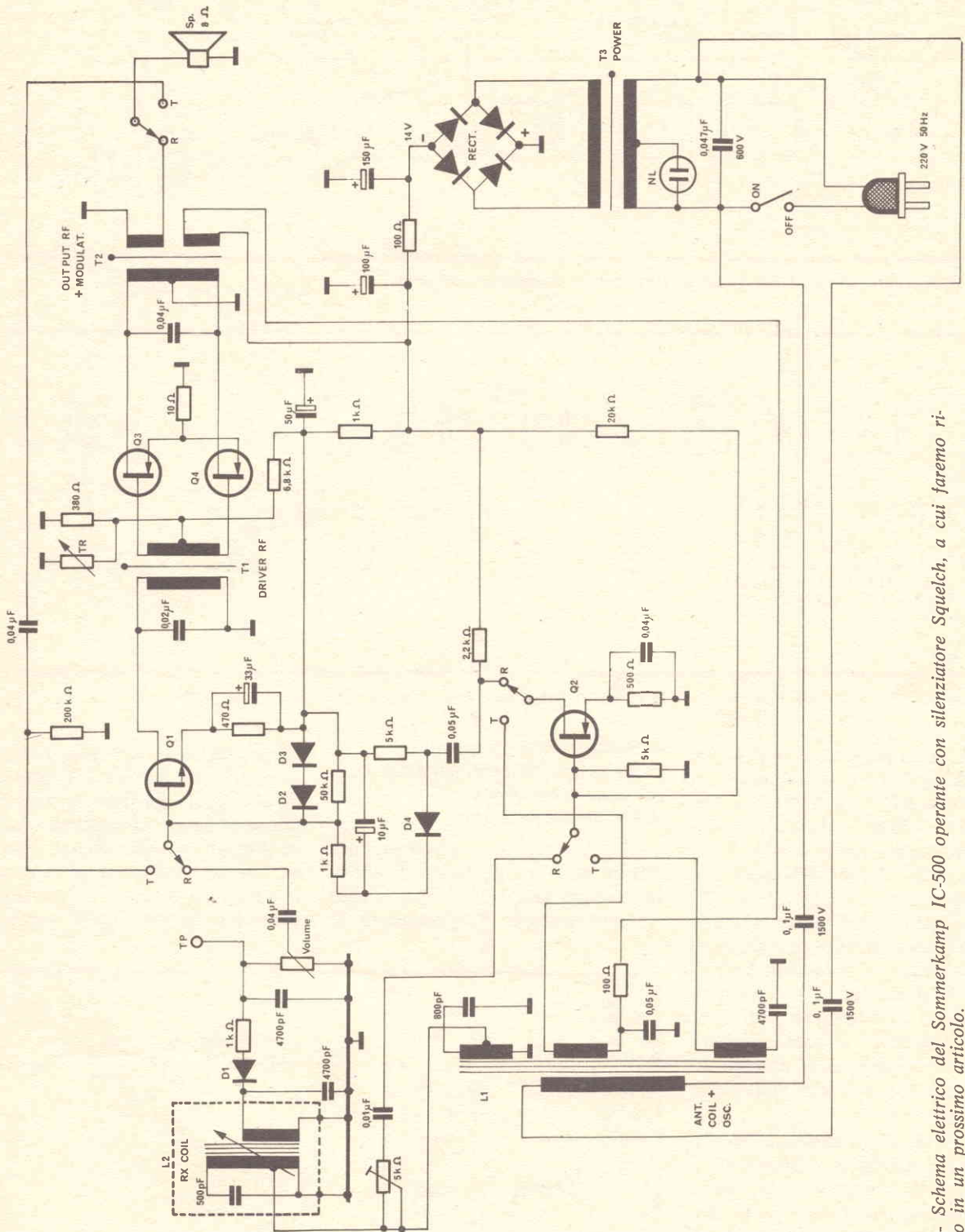



Fig. 18 - Schema elettrico del Sommerkamp IC-500 operante con silenziatore Squelch, a cui faremo riferimento in un prossimo articolo.

da farsi sentire entro lo spettro radio OL/LW e OM/MW, oltre lo svantaggio di inidentità di frequenza di lavoro TX/RX dovuta al carico del diodo rivelatore che quanto poco sposta la risonanza della bobina di almeno 10 kHz desensibilizzando l'impianto citofonico costringendo il ricevitore a demodulare su di una sola banda laterale con aumento del rapporto segnale/disturbo (vedi disegno di fig. 10).

Il circuito dell'IC-500 Sommerkamp pur avendo le stesse caratteristiche di bobina combinata (Linea, risonanza e reazione per oscillatore TX), alla presa centrale dell'avvolgimento di risonanza e via commutazione di TX/RX, vede una seconda bobina di risonanza del demodulatore, permettendo di operare in ricezione con identità di frequenza TX (vedi disegno di fig. 11).

Il circuito dell'IC-500A, differisce dai 2 circuiti in esempio utilizzanti bobina combinata per (linea, risonanza, oscillatore TX e demodulazione RX), impiegandola solamente come bobina di risonanza e di accoppiamento di antenna alla linea (TX/RX), avendo separatamente uno stadio oscillatore TX e stadio demodulatore RX. Il vantaggio di questo circuito è evidente a paragone degli altri presi in considerazione; identità di frequenze RX/TX, minore emissione di spurie e armoniche visto che il segnale da trasferire in linea non è quello in uscita dello stadio oscillatore e sue distorsioni, ma quello dello stadio amplificatore TX. Anche la modulazione è di conseguenza migliore, non si modula l'oscillatore come nei 2 esempi a bobina combinata, ma si modula lo stadio amplificatore a RF/TX (vedi disegno fig. 12).

Qual'è la sensibilità media di un impianto ad onde convogliate riferita alla potenza di 100 mW in linea?

1) Se riferita a condizioni ottime e non limite di collegamento, e a ricevitore senza amplificatore di segnale RX, mediamente è di −40 dB, considerando i 3 Vpp di linea TX e di almeno 30 mV in ingresso al citofono RX, consentendo ad impedenza più alta della bobina demodulatore RX una demodulazione del diodo con segnale valutabile in centinaia di mV.

2) Se riferita a stessa potenza in linea, ma con ricevitore avente stadio amplificatore RX (Caso del citofono in FM TR8), mediamente −60 dB.

Mediamente, una buona linea (sempre in continuità resistiva), perde a 200 kHz da 1 a 3 dB per 10 m di lunghezza. Risulta chiaro che collegamenti nell'ordine di 100 e più metri, debbano avvenire anche in condizioni più avare in fatto di perdite della linea.

Il circuito silenziatore

1) Il circuito più semplice ma meno efficace è l'ANL con richiusura del segnale in ingresso al demodulatore con coppia di diodi controfase in modo di tagliare solo le creste del disturbo a livello superiore di intensità del segnale; in questo caso nell'altoparlante del citofono RX sarà sempre presente in assenza di segnale TX una certa entità di ronzio e di scariche intermittenti (vedi disegno di fig. 13).

2) Più complicato risulta il circuito Squelch che come nei normali identici circuiti dei ricetrasmettitori, in funzione del segnale di entrata, blocca per interdizione o saturazione il primo stadio preamplificatore di BF, rendendo muto completamente il ricevitore in assenza di segnale. Solo segnali di disturbo superiori all'unità di Volt, possono aprire la soglia e rendere udibile il disturbo. Può essere concepito per rettificazione e duplicazione del segnale ricevuto a controllo di polarizzazione di base del primo transistore preamplificatore BF, caso che comunque limita le possibilità di distanza (sensibilità del ricevitore non più in funzione di perdita della linea, ma di sensibilità di apertura della polarizzazione di base del transistore (vedi disegno di fig. 14). Migliore risulta il circuito Squelch con amplificatore di segnale prima della citata rettificazione e duplicazione (IC-500 che in ricezione, il transistore oscillatore TX 2SA53, funziona da amplificatore del segnale ricevuto aumentando notevolmente la sensibilità di Squelch). Questo circuito a erogazione più sostenuta in tensione per controllo di soglia, oltre ad avere il vantaggio di portare la sensibilità di Squelch prossima alla sensibilità del ricevitore, opera l'interdizione del transistore preamplificatore di BF in configurazione di Emitter, rendendo più stabile la commutazione di interdizione in rapporto tensione/temperatura (vedi disegno di fig. 18 schema IC-500).

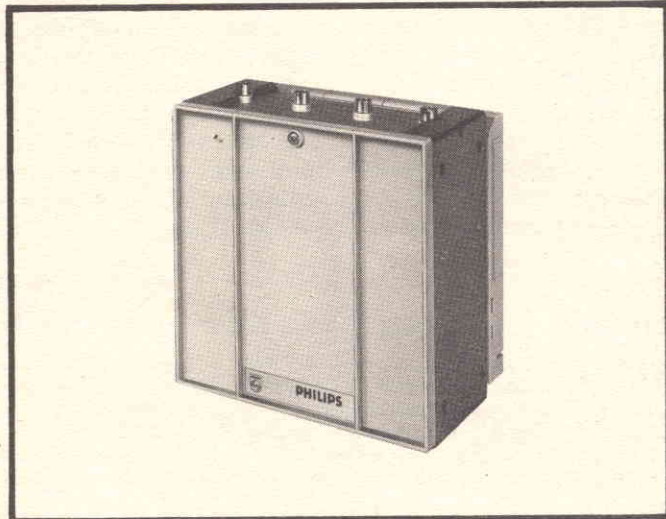
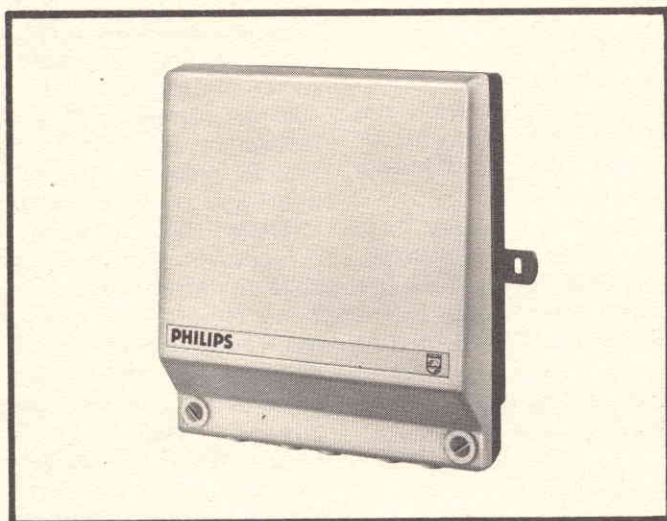
MISURATORE DI UMIDITA' PER MIGLIORARE LA QUALITA' DEI FILM DI PLASTICA

Un misuratore di umidità capace di una precisione superiore allo 0,5 per cento può, a quanto viene affermato dalla British Cellophane Ltd., Bath Road, Bridgwater, Somerset, TA6 4PA, Inghilterra, che lo ha realizzato, migliorare la qualità dei film cellulosici e aumentare l'efficienza della produzione.

Il misuratore fornisce una registrazione continua del contenuto di umidità del film di plastica nel senso della lunghezza. I suoi vantaggi rispetto ad altri apparecchi con cui può essere paragonato sono che esso non è soggetto alle imprecisioni dovute ai cambiamenti delle condizioni atmosferiche e che può essere tarato in modo da non risentire dell'ammorbidente contenuto nel film.

Il contenuto in umidità di un film cellulosico non è importante solo ai fini della produzione iniziale, ma anche successivamente per quanto riguarda il convertitore in quanto influisce sulla estensibilità e sullo stiramento del film durante i processi susseguenti. Se infatti il contenuto di umidità può variare entro limiti non ben definiti, il film presenta una estensibilità variabile che procura difficoltà al mantenimento del registro durante i processi di stampa. Un contenuto in umidità troppo basso rende il film fragile e può essere la causa di rotture della bobina durante la stampa ed il successivo riavvolgimento.

Il misuratore è stato modificato per renderlo idoneo alla determinazione del contenuto in umidità nelle fibre tessili, trucioli e polpa di legno e tabacco.

amplificatori larga banda per impianti collettivi

novità Philips 1975

LHC 9303/12
Amplificatore multibanda da palo

Ingressi : 1 × B I° 1 × B III° 1 × UHF
Guadagno : 29 db ± 1,5 (20 db Reg.)
Livello di uscita: 220 mV (107 db µV)
Distanza di IM : –60 db (DIN 45004 B)
Alimentazione : 24 Vcc / 85 mA via cavo coassiale

LHC 9304/01
Amplificatore multibanda autoalimentato

Ingressi : 1 × B I° 1 × B III° 1 × UHF
Guadagno : 29 db ± 1,5 (20 db Reg.)
27 db ± 0,5 in B III° (20 db Reg)
Livello di uscita: 220 mV (107 db µV)
Distanza di IM : –60 dB (DIN 45004 B)
Alimentazione : 220 V ~

LHC 9304/21
Amplificatore multibanda autoalimentato

Ingressi : 1 × B I° 1 × B III° 2 × UHF
Guadagno : 29 db ± 0,5 (20 db Reg) in VHF
27 db ± 2 (20 db reg) in UHF
Livello di uscita: 220 mV (107 db µV)
Distanza di IM : –60 dB (DIN 45004 B)
Alimentazione : 220 V ~

LHC 9305/01
Nuovo amplificatore multibanda

Ingressi : 1 × B I° 1 × B III° 2 × UHF
Guadagno : 39 db ± 1,5 (20 db Reg.)
Livello di uscita: 560 mV (115 db µV)
Distanza di IM : –60 dB (DIN 45004 B)
Alimentazione : 220 V ~

LHC 9308/01
Amplificatore multibanda di potenza

Ingressi : 1 × B I° 1 × B III° 2 × UHF
Guadagno : 39 db ± 1,5 (20 db Reg.)
Livello di uscita: 800 mV (118 db µV)
Distanza di IM : –58 dB (DIN 45004 B)
Alimentazione : 220 V ~

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: PHILIPS Rep. S.A.V. V.le F. TESTI 327 - Milano

Sistemi Audio Video

PHILIPS

I DIODI TUNNEL

a cura di EFFETI

In questo articolo riportiamo alcune notizie sui diodi tunnel e per meglio conoscere questi componenti diamo una panoramica sulle loro principali applicazioni.

Il diodo tunnel è un tipo speciale di diodo al germanio; viene chiamato anche diodo Esaki dal nome del suo inventore.

Come i transistori unigiunzione, i diodi tunnel possiedono una caratteristica di resistenza negativa. Essendo ormai sul mercato da più di dieci anni, questi componenti hanno un elevato numero di applicazioni pratiche in tutti i campi dell'elettronica. L'introduzione dei circuiti integrati ha un po' diminuito l'importanza di questi diodi.

COSTITUZIONE

La costituzione di un diodo tunnel è simile a quella di un normale diodo al germanio. E' necessario però aggiungere al materiale semiconduttore una grande quantità di atomi di impurità. In un diodo classico questo numero varia da 10^{15} a 10^{17} di atomi d'impurità per cm^3, mentre in un diodo tunnel, il numero aumenta da $1,5 \times 10^{19}$ a $2,5 \times 10^{19}$.

Questo grado di impurità produce uno strato di arresto molto sottile di circa 10 mm.

In fig. 1 è riportata la rappresentazione schematica di un diodo tunnel.

FUNZIONAMENTO

Lo strato d'arresto molto sottile permette ai portatori di cariche rapide di attraversare facilmente la bassissima differenza di potenziale. La barriera di potenziale è per così dire «forata», come per formare un tunnel. La compressione dell'effetto tunnel presuppone uno studio approfondito della fisica dei semiconduttori. In questo articolo però tralasceremo tale studio teorico per occuparci dei risultati pratici.

CARATTERISTICHE

In fig. 2 è riportata la caratteristica corrente/tensione di un diodo tunnel. Come si può vedere, l'an-

Fig. 1 - Simbolo del diodo tunnel.

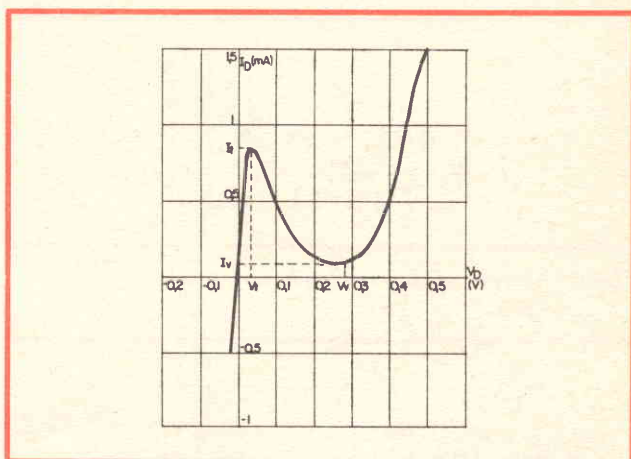



Fig. 2 - Curva caratteristica di un diodo tunnel.

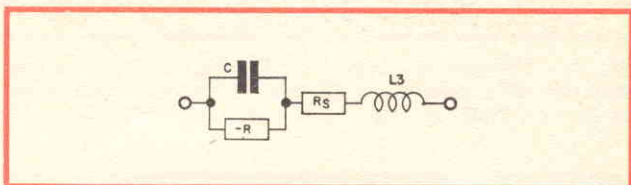



Fig. 3 - Schema equivalente di un diodo tunnel.

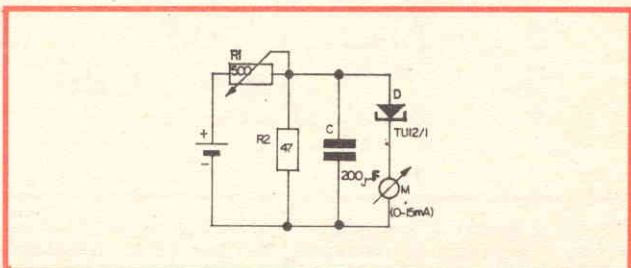



Fig. 4 - Circuito per misurare le caratteristiche di un diodo.

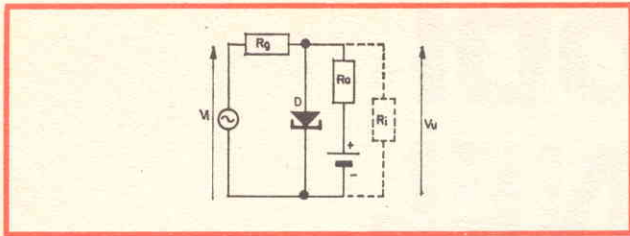



Fig. 5 - Circuito di principio di un amplificatore.

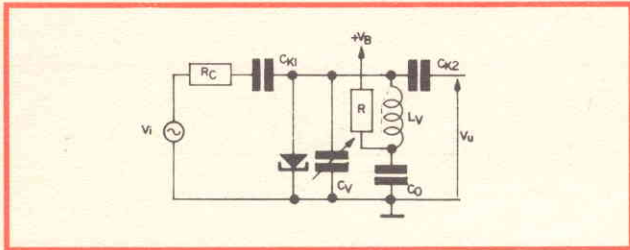



Fig. 6 - Circuito pratico di un amplificatore RF.

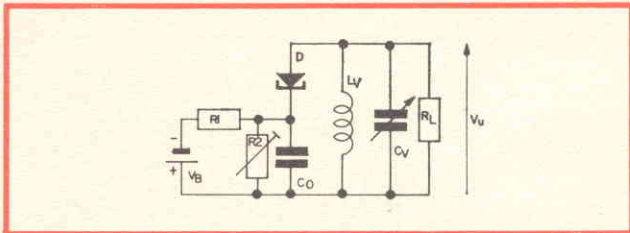



Fig. 7 - Circuito di un oscillatore.

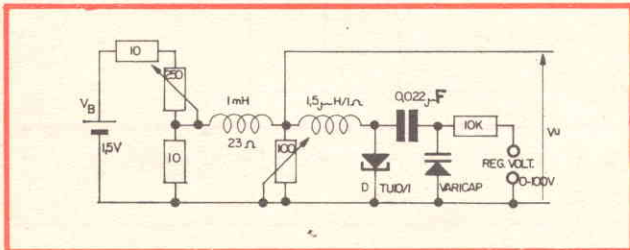



Fig. 8 - Esempio di circuito oscillante comandato da una tensione, nella gamma da 12 a 22 MHz. La capacità del varicap è in parallelo sul circuito risonante.

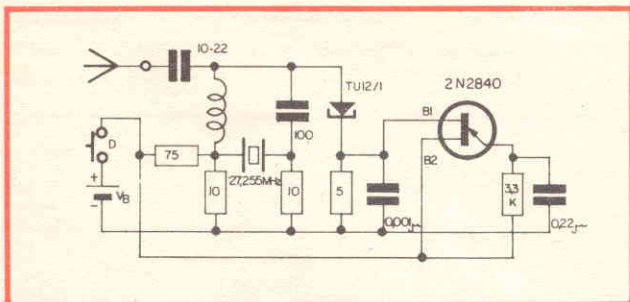



Fig. 9 - Esempio di un trasmettitore miniatura pilota da un quarzo e modulato da un segnale BF dato da un transistore unigiunzione, per mezzo di un pulsante. Questo circuito è particolarmente adatto per il comando di apertura di porte.

damento della curva ha una forma molto curiosa. La regione di funzionamento si trova interamente nella zona passante del diodo. La regione di blocco non è più molto significativa, in quanto a causa della bassa resistenza inversa, non si produce per così dire per effetto del bloccaggio; il diodo si comporta come una normale resistenza con una caratteristica normale. Il comportamento rettilineo si prolunga in senso passante fino al momento in cui la corrente del diodo raggiunge il suo punto di cresta I_T. Oltre questo valore, la corrente I_D diminuisce fino al valore di valle I_V. La parte più importante della caratteristica I_D/V_D è la zona nella quale a un aumento positivo della tensione corrisponde un aumento negativo della corrente: in questo caso il diodo si comporta come una resistenza negativa. In questa regione «tunnel» lo schema equivalente di questo diodo può essere rappresentato come in fig. 3.

In questo circuito $-R$ è la resistenza negativa del diodo, C la capacità del diodo, R_S la resistenza dei fili di collegamento e L_S l'induzione serie.

La resistenza negativa può essere usata per una funzione di amplificazione e di oscillazione. Siccome il passaggio della regione di tunnel si può effettuare praticamente alla velocità della luce, gli effetti del tempo di trasferimento diventeranno fastidiosi solo a velocità altissime cioè a 10^6 MHz.

Ciò spiega perché i diodi tunnel oscillano e amplificano ancora facilmente a frequenze alle quali gli altri elementi semiconduttori non lo fanno già più.

Uno svantaggio dei diodi tunnel è il valore piuttosto ridotto dei valori di tensione e di corrente, e di conseguenza del valore di potenza che resta sempre limitata.

Per il funzionamento stabile del diodo tunnel nella sua parte di resistenza negativa della caratteristica, la resistenza totale in corrente continua della catena di alimentazione deve essere mantenuta inferiore a $-R$.

In fig. 4 è riportato un circuito che permette di misurare la caratteristica del diodo. Per alimentare questo circuito è necessario usare una pila al mercurio con resistenza interna molto bassa. Lo strumento di misura deve avere una sensibilità di corrente di 15 mA massimi a fondo scala. All'inizio della misura, si regola R1 per il suo valore massimo che verrà ridotto poi lentamente.

La corrente I_p dell'elemento semiconduttore utilizzato è di circa 4 mA e F_T di 0,2 V.

APPLICAZIONI

Grazie alle sue numerose qualità, come le piccole dimensioni, la insensibilità alle variazioni di temperatura, la grande robustezza, il diodo tunnel può essere impiegato in numerosi campi d'applicazione di cui ora vedremo i principali.

Fig. 10 - Esempio di microfono senza filo per la ricezione in FM con relativo circuito stampato.

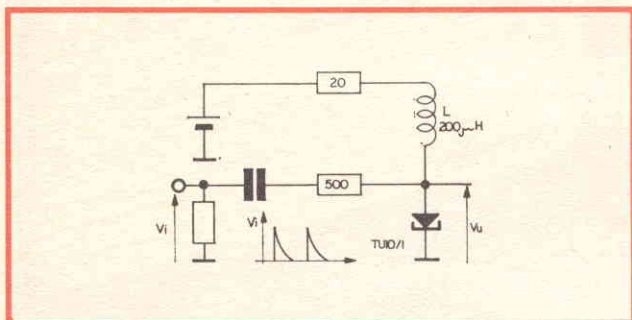



Fig. 11 - Circuito multivibratore monostabile con diodo tunnel.

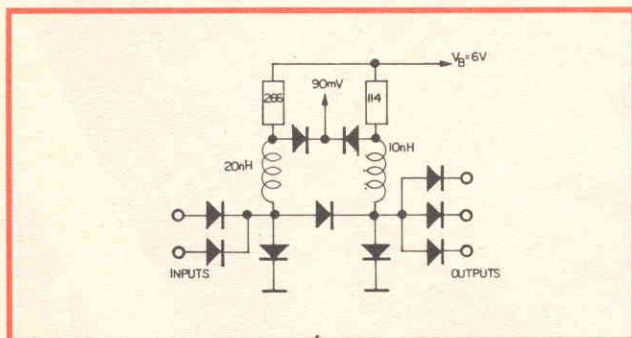



Fig. 12 - Esempio di porta OR.

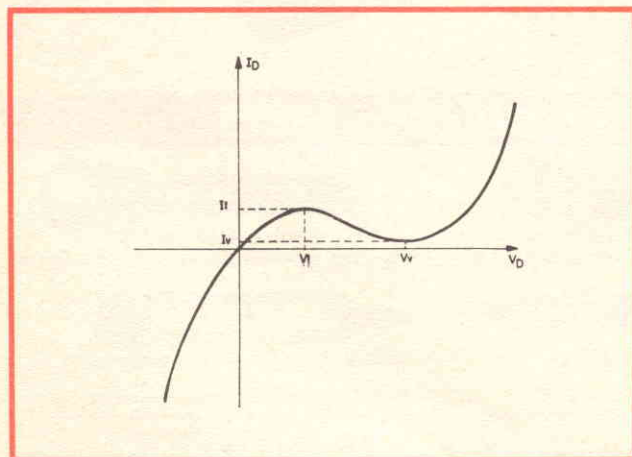



Fig. 13 - Caratteristica di un diodo «Backward».

AMPLIFICATORE

In fig. 5 è riportato lo schema di principio di un amplificatore. La resistenza di carico R_L è formata dal montaggio parallelo della resistenza anodica propriamente detta R_a, della resistenza d'ingresso R_i dello stadio seguente e della resistenza interna R_g della sorgente di segnale. Per un funzionamento stabile dell'amplificatore si deve soddisfare la relazione $R_L < -R$. In fig. 6 è riportato lo schema pratico di un amplificatore di alta frequenza. Come amplificatore, il diodo tunnel, verrà usato in modo particolare in prossimità di sorgenti di radiazioni radioattive e negli amplificatori RF di basso rumore. CK1 e CK2 sono dei condensatori di accoppiamento; Co e R formano invece un filtro di disaccoppiamento per la sorgente di alimentazione.

OSCILLATORE

In fig. 7 è riportato lo schema di un oscillatore. Generalmente il valore della resistenza negativa di un diodo tunnel è di qualche centinaio di ohm. Quando questa resistenza è in valore assoluto maggiore della resistenza (positiva) di smorzamento parallelo, il circuito risonante è smorzato e si genera un segnale oscillante. Se la resistenza di carico è maggiore, il diodo viene allora sistemato su una presa della bobina di sintonia: di conseguenza la resistenza negativa può funzionare in modo più efficace sullo smorzamento del circuito accordato. R1 e R2 formano un divisore di tensione per la sorgente di alimentazione che a sua volta è disaccoppiata dal condensatore C_o.

Nelle figg. 8, 9 e 10 sono riportati degli esempi di applicazione pratica del diodo tunnel come oscillatore.

COMMUTATORE

Il diodo tunnel può anche essere usato come commutatore in quanto presenta grandi possibilità di commutazione, ha un consumo molto limitato e caratteristiche assai stabili.

Per merito delle sue proprietà speciali, il diodo tunnel è usato nei circuiti logici a velocità elevata, nei circuiti di conteggio e nei circuiti destinati a produrre degli impulsi con fianchi molto ripidi.

Nota

I diodi «Backward» usati in pratica sono diodi tunnel con corrente di picco molto bassa (fig.13).

Questi diodi sono usati come diodi RF per basse tensioni. Per questo motivo, la tensione inversa non può superare i 300 mV, altrimenti si perde l'effetto raddrizzatore. Un altro grande vantaggio è l'assenza quasi totale dell'influenza della temperatura.

di P. SOATI

Q T C

— —·— — —·—·

RADIONAUTICA

Le stazioni costiere che trasmettono avvisi urgenti ai naviganti in radio-telefonia hanno subito delle varianti, pertanto pubblichiamo il prospetto aggiornato. Precisiamo che tali avvisi sono trasmessi sulla frequenza di lavoro, che riportiamo qui di seguito previa breve comunicazione sulla frequenza di chiamata di 2182 kHz. La frequenza è indicata in kilohertz.

Genova	1722	0333, 0833, 1233, 1633, 2033.
Livorno	2591	0433, 0933, 1303, 1733, 2133.
Civitavecchia	1888	0433, 0833, 1233, 1633, 2033.
Napoli	2635	0403, 0903, 1303, 1703, 2103.
Cagliari	2683	0303, 0803, 1203, 1603, 2003.
Porto Torres	1806	0433, 0833, 1433, 1833, 2333.
Augusta	1643	0303, 0803, 1203, 1603, 2003.
Messina	2789	0233, 0633, 1133, 1533, 1933.
Palermo	1705	0333, 0833, 1233, 1633, 2033.
Trapani	1848	0503, 0903, 1203, 1503, 2003.
Mazara del Vallo	2211	0533, 0933, 1533, 1833, 2033.
Lampedusa	1876	0503, 0803, 1203, 1603, 2003.
Crotone	2663	0503, 0803, 1203, 1603, 2003.
Bari	2579	0333, 0833, 1233, 1633, 2033.
S. Benedetto del Tronto	1855	0403, 0903, 1203, 1503, 2003.
Ancona	2656	0303, 0803, 1203, 1603, 2003.
Venezia	1680	0403, 0903, 1303, 1703, 2103.
Trieste	2624	0433, 0933, 1403, 1733, 2133.

Gli avvisi urgenti sono trasmessi anche all'atto della loro ricezione.

APPLICAZIONE DEL SISTEMA DI NAVIGAZIONE LORAN-C PER MISURE DI TEMPO E DI FREQUENZA

Il **Loran-C** (Long Range Navigation System) è un sistema di navigazione iperbolica con impulsi operante sulla frequenza di 100 kHz. Le reti Loran-C coprono attualmente una fascia della larghezza di circa 1500 km lungo le coste dell'Atlantico del Nord e di buona parte del Pacifico. Anche nel mare Mediterraneo è disposta una di queste reti come mostra la carta riportata in figura 2. Le stazioni interessate a detta catena sono: **Catanzaro** (Italia), **Wadi Mitrathin** (Libia) la quale peraltro dovrà cessare il servizio, **Karga Burnu** (Turchia) e **Estartit** (Spagna).

Si tratta di una notizia che è nota da molto tempo, ciò che invece è meno conosciuto è il fatto che in considerazione della elevata stabilità di fase dell'onda di superficie è possibile utilizzare i segnali Loran-C anche per confronti di segnali di tempo e di frequenze campione. Esiste in proposito una interessante documentazione di **S. Leschiutta, P. Paloschi** e **G. Quaglia** nella quale vengono illustrate le caratteristiche del sistema e si descrivono altresì gli apparati che sono stati realizzati a questo scopo dallo **I.E.N.**

NOTIZIE PER GLI SWL RADIOFONICI

Elenco di alcune stazioni radiofoniche udibili attualmente in Italia nella gamma dei 7 MHz.

7015 kHz - Radio Funk, stazione clandestina della Cambogia.
7120 kHz - Radio Pechino, in relè con radio Tirana.
7130 kHz - Taipei, Taiwan (Formosa).
7137 kHz - Ambon, Indonesia.
7150 kHz - Kavala, Grecia in relè con VOA.
7215 kHz - Luanda, Angola Radio Ecclesia.
7220 kHz - Manila, Filippine.
7225 kHz - Baghdad, Iraq.
7245 kHz - Luanda, Angola Emisora Oficial.
7260 kHz - Berlin DDR, Germania RD.
7260 kHz - Madra, India, All India Radio.
7300 kHz - Radio Tirana, Albania.
7325 kHz - BBC, Inghilterra.
7340 kHz - Mosca, URSS Radio Peace and Progress.
7345 kHz - Praga, Cecoslovacchia.
7390 kHz - Mosca, URSS.

PER IL DX RADIOFONICO

Radio Tahiti, 15170 kHz, sovente in relè con le frequenze di 6135 kHz e 11825 kHz, udibile nelle ore notturne. (Radio Tahiti, P.O. Box 125 Papeete, Tahiti).

Radio Cook Island, a Rarotonga trasmette sulla frequenza di 5045 dalle ore 0430 alle ore 0800 GMT.

Fig. 1 - Anche se non si vede, in questo sommergibile in fase di emersione (L. Mocenigo) l'elettronica impera.

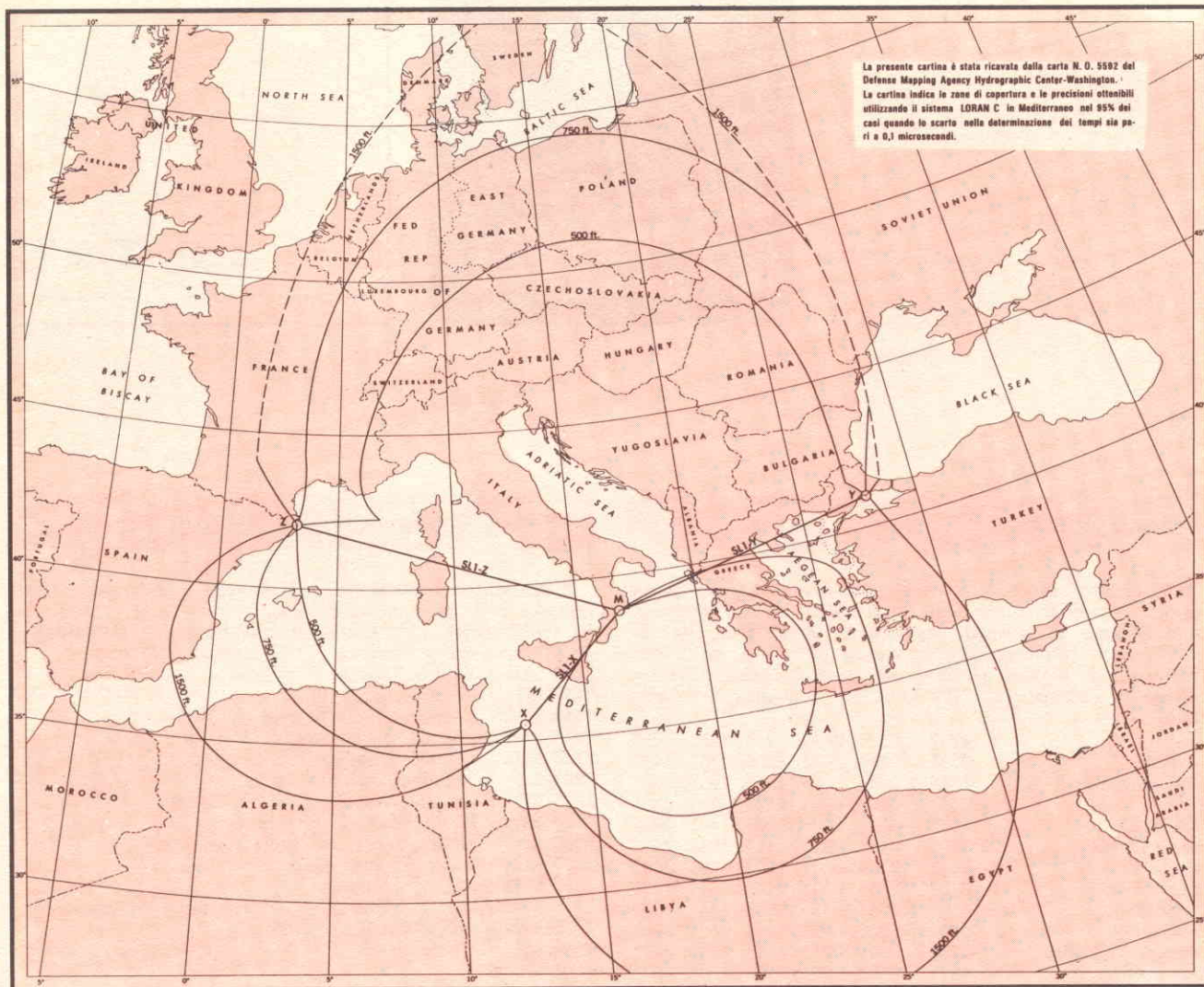



Fig. 2 - Diagramma della precisione (in piedi = ft) del sistema LORAN-C nel Mediterraneo.

Radio Rabaul, Papua Nuova Guinea trasmette dalle 2000 alle 2200, e dalle 0630 alle 1300 GMT (P.O. Box 710 Rabaul). **Radio QATAR,** Doha, Qatar (Golfo Arabico) trasmette sulla frequenza di 9570 kHz (P.O. Box 1414, Doha) dalle ore 0300 alle ore 0700 GMT e sovente anche nel pomeriggio. Oltre che in arabo annuncia anche in inglese **(This is the Qatar broadcasting station from Doha).**

IL MICROLOG = INDICATORE DI VELOCITA' ELETTRONICO ECONOMICO

Il **microlog** è un apparecchio elettronico di navigazione che può essere installato tanto su imbarcazioni a vela quanto su imbaracazioni a motore per conoscere immediatamente la velocità e la distanza percorsa. Le sue dimensioni sono assai ridotte grazie all'impiego di circuiti integrati COS/MOS.

Il microlog utilizza il classico sistema ad elica collocato trasversalmente allo scafo. Un circuito elettronico, a bassissimo assorbimento, conta gli impulsi dell'elica e li invia ad un indicatore digitale a cinque cifre che segna fino ad 1/10 di miglia cioè da 0000,0 a 9999,9 per quanto concerne l'indicazione della distanza. Le velocità, a seconda del modello, (ne esistono due uno per misure da 0÷12 nodi l'altro da 0÷30 nodi) sono indicate in un apposito ripetitore con scala graduata su 250°.

I vantaggi relativi all'installazione di questo apparecchio sono i seguenti: **a)** prezzo basso, **b)** installazione semplice e poco costosa, **c)** concezione costruttiva moderna, **d)** elica retrattile facilmente pulibile, **e)** basso consumo in corrente, **f)** peso molto ridotto e così pure le dimensioni.

TRASMETTITORI TELEVISIVI ITALIANI CHE TRASMETTONO SUL CANALE 3

Udine, O, 13° 12' E, 46° 06' N. **Monte Lauro,** O, 14° 19' E, 37° 07' N. **Pescara,** O, 14° 15' E, 42° 26' N. **Roseto Capo Spulico,** V, 16° 35' E, 40° 00' N. **Catanzaro,** V, 16° 31' E, 38° 57' N. **Sezze,** O, 13° 05' E, 41° 31' N. **Betinoro,** V, 12° 08' E, 44° 08' N. **Cima Penegal,** O, 11° 13' E, 46° 26' N. **Sassari,** O, 08° 31' E, 40° 44' N. **Castelbuono,** O, 14° 08' E, 38° 00' E, **La Spezia,** O, 09° 47' E, 44° 06' N. **Monte Ortobene,** V, 09° 22' E, 40° 19' N. **Monte Colombo,** O, 07° 08' E, 38° 00' N. **Talla,** O, 11° 45' E, 43° 36' N. **Golfo di Policastro,** O, 15° 28' N, 40° 03' N, **Monte Ciramani,** O, 13° 24' E, 42° 02' N. **Asiago,** V, 11° 33' E, 45° 55' N. **Trivero,** O, 08° 08' E, 45° 19' N. **Campu Spina,** O, 08° 34' E, 39° 22' N. **Pampalu,** O, 07° 02' E, 45° 10' N. **Airuno,** V, 09° 25' E, 45° 46' N. **Viggianello,** V, 16° 06' E, 40° 00' N. **L'Aquila,** V. 13° 22' E, 42° 20' N. **Teggiano,** O, 15° 33' E, 40° 23' N. **Campo Catino,** O, 13° 20' E, 41° 50' N. **Capo d'Orlando** O, 14° 45' E, 38° 10' N. **Firenze,** O, 11° 15' E, 43° 51' N. **Forte Carriola,** O, 10° 40' E, 45° 57' N. **Monte Laghicciolo,** V,

09° 19' E, 44° 31' N. **Sellano,** V, 12° 55' E, 42° 55' N. **Terni,** V, 12° 41' E, 42° 32' N. **Paspardo,** O, 10° 22' E, 46° 02' N. **Amatrice,** V, 13° 21' E, 42° 37' N. **Castelsantangelo,** O. 13° 10' E, 42° 53' N. **Langhirano,** O, 10° 17' E, 44° 38' N. **Verona,** O, 11° 00' E, 45° 26' N. **Campo Tures,** O/V, 11° 58' E, 46° 54' N. **Castel di Erice,** O, 12° 35' E, 38° 02' N. **Cercemaggiore,** V, 14° 43' E, 41° 28' N. **Settefrati,** V, 13° 51' E, 41° 40' N. **Monte Prisnig,** O, 13° 34' E, 46° 30' N. **Nusco,** O, 15° 05' E, 40° 53' N. **Valle S. Giacomo,** O, 09° 21' E, 46° 25' N. **Balvano,** V, 15° 31' E, 40° 39' N. **Scarlino,** O, 10° 51' E, 42° 55' N. **Col de Joux,** O, 07° 42' E, 45° 45' N. **Farini d'Olmo,** O, 09° 35' E, 44° 42' N. **Lago,** V, 16° 08' E, 39° 09 N. **Cima Tramontina,** O, 07° 36' E, 43° 52' N. **Semproniano,** O/V, 11° 32' E, 42° 43' N. **Spoleto,** O, 12° 45' E, 42° 44' N. **Vaglio di Basilicata,** O, 15° 55' E, 40° 40' N. **Aprica,** V, 10° 09' E, 46° 09' N. **Pizzo Ceresa,** 08° 09' E, 44° 06' N. **Camerino,** V, 13° 05' E, 43° 10' N. **Santa Tecla,** O, 14° 55' E, 40° 41' N. **Carini,** V, 13° 15' E, 38° 08' N. **Bari,** V, 16° 53' E, 41° 07' N. **Borgo Val Sugana,** O, 11° 28' E, 46° 04' N. **Casignana,** V, 16° 09' E, 38° 07' N. **Clusone,** O, 10° 00' E, 45° 53' N. **Monte Croce,** V, 12° 57' E, 42° 01' N. **Bocca di Croce,** V, 10° 30' E, 45° 36' N. **Marone,** V, 10° 06' E, 45° 36' N. **Monte Pianar,** V, 11° 58' E, 45° 54' N. **Bassa Garfagnana,** O, 10° 31' E, 44° 03' N. **Bric Mondo,** O, 08° 41' E, 44° 33' N. **Col Plagna,** O, 10° 42' E, 45° 54' N.

Frequenze del canale «F»: 191 ÷ 198 MHz. **Frequenza video:** 192,25 MHz. **Frequenza audio:** 197,75 MHz.

PER I FILATELICI - TEMATICA TELECOMUNICAZIONI

Italia

25/11/1968 - **Ampliamento degli impianti del Fucino per telecomunicazioni spaziali.** Rotocalco, carta fluorescente (veduta delle installazioni del Fucino).

Yv 1030, Sc 997, Bol 1058, 50 L. policromo.

Nuovo L. 165, usato L. 50, busta primo giorno L. 400 (varietà 1058a senza stampa in nero, 1058b stampa in nero incompleta). Tiratura 18 milioni.

7/5/1963 - **Centenario 1° Conferenza Postale Internazionale** Rotocalco, Validità cessata il 31:L2/1964. Venduto 7.781.000 esemplari. (corno di posta e lettere U.P.U. sfumate, globo terracqueo).

Yv 888, Sc 875, Bol 913 - 70 L. azzurro oltremare e verde smorto.

Nuovo L. 500, usato L. 125. Busta primo giorno L. 750.

TERMINI ESSENZIALI DELLE TELECOMUNICAZIONI (seguito)

02.43 **Escursione di frequenza,** excursion de fréquence, frequency swing.
02.44 **Deviazione di frequenza,** déviation de fréquence, frequency deviation.
02.45 **Indice di modulazione,** indice de modulation, modulation index. **(escursione delle frequenze in una emissione FM).**
02.46 **Rapporto di deviazione,** rapporto de déviation, deviation ratio **(indice di modulazione corrispondente al massimo della modulazione in frequenza).**
02.47 **Discriminazione,** discrimination, discrimination.
02.48 **Selezione di una frequenza,** sélection d'une fréquence, frequency discrimination.
02.49 **Reazione,** réaction, feedback.
02.50 **Controreazione,** contre-réaction, negative feedback.
02.51 **Pre-enfasi (preaccentuazione),** préaccentuation, pre-emphasis. **(alterazione internazionale di un segnale normale che consiste nell'aumentare l'importanza di una banda di frequenze rispetto alle altre frequenze).**
02.52 **De-enfasi,** désaccentuation, de-emphasis (americano).
02.53 **Accoppiamento,** couplage, coupling.
02.54 **Coefficiente di accoppiamento,** coefficient de couplage coupling coefficient.
02.55 **Regolatore automatico di volume,** régulateur automatique de volume, automatic volume range regulator.
02.56 **Regolatore automatico di guadagno,** régulateur automatique de gain, automatic gain-control.

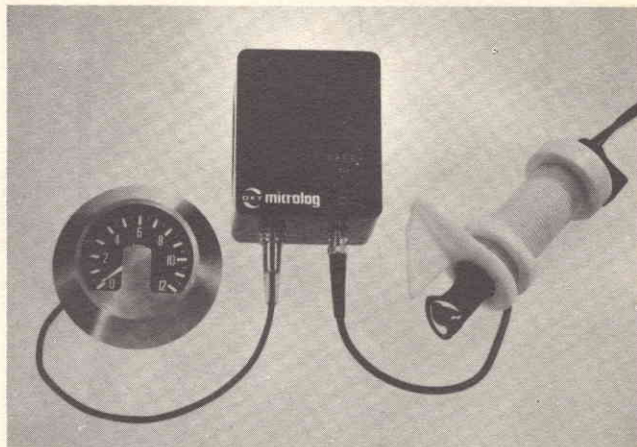



Fig. 3 - Micrelog, un misuratore elettronico di velocità e di distanza percorsa, di tipo economico, per imbarcazione a vela ed a motore.

02.57 **Regolatore ad azione (in trasmissione),** régulateur à action, forwardacting regulator (americano).
02.58 **Regolatore a reazione,** régulateur à réaction, backward-acting regulator (amer.).
02.59 **Vogad (dispositivo comandato da frequenze acustiche in modo da ottenere un volume costante all'uscita, deriva dall'americano)** Voice-operated gain adjusting device, régulateur de gain commandé per la voix, cioè **regolatore** di guadagno comandato dalla voce.
02.60 **Compressore,** compresseur, compressor.
02.61 **Espansore,** expanseur, exstenseur, expandor (GB), automatic volume-expander (GB), expander (Amer.).
02.62 **Compressore-espansor,** compresseur- extenseur, compandor.
02.63 **Limitatore di cresta,** ecrêteur, peak limiter (audio-frequency).

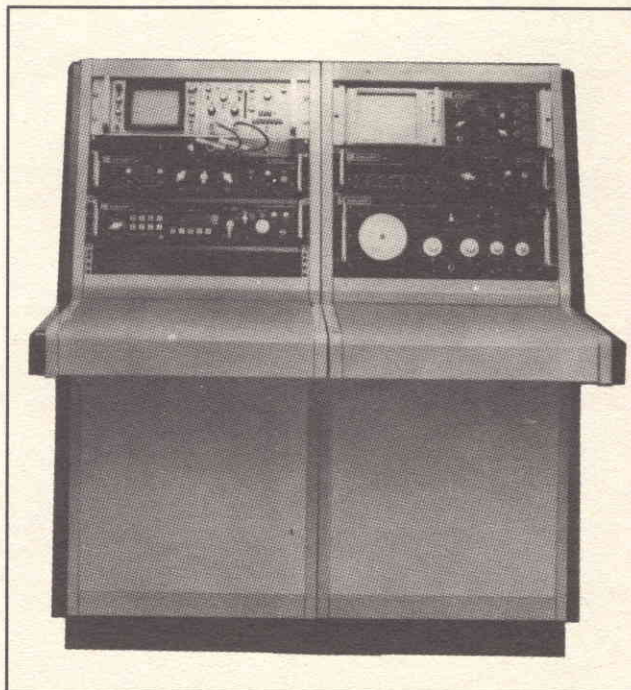



Fig. 4 - Un moderno complesso ricevente della Watkins-Johnson Co. per la ricezione della gamma delle microonde da 0,5 GHz a 18 GHz.

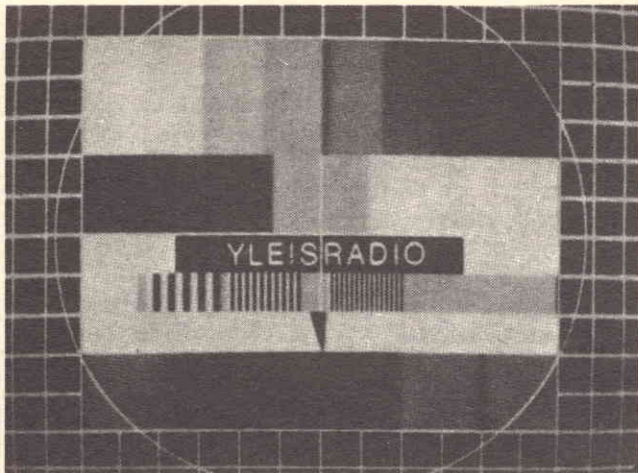



Fig. 5 - Uno dei monoscopi usati dalla televisione finlandese (OY Yleis = radio, 1° prog. Pasila 00240, Helsinki 24. 2° prog. Tohlopinrante, 33200, Tampere 20).

02.64 **Soppressore di reazione,** suppresseur de réaction, singing-suppressor.

TECNICA IMPULSIVA - Tecnique des impulsions, pulse techniques

03.01 **Modulazione per impulsi,** modulation par impulsions, pulse modulation.
02.02 **Modulazioni ad impulsi,** modulation d'impulsions, pulse modulation.

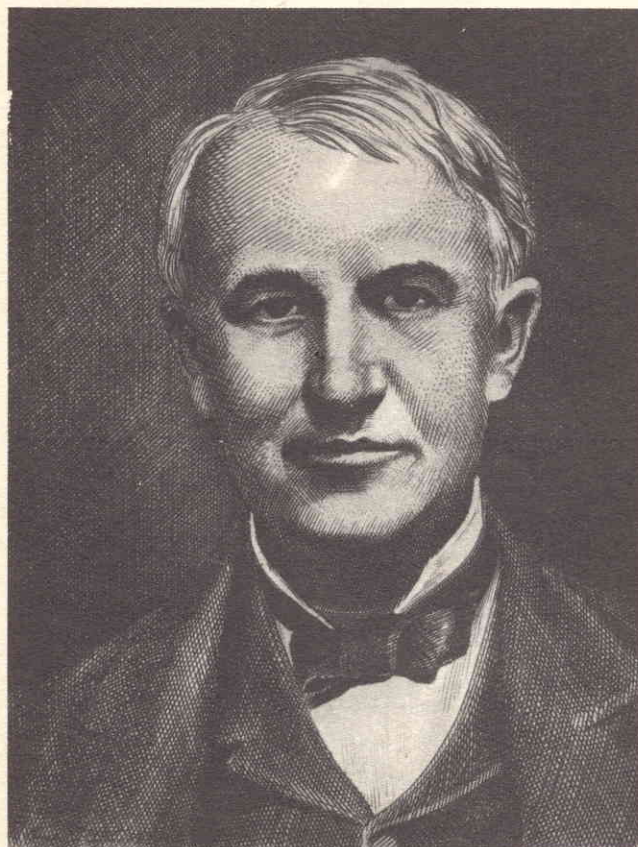



Fig. 6 - Lo scienziato Thomas Alva Edison (1847-1931) che brevettò non meno di 1200 invenzioni.

03.03 **Durata di un impulso,** durée d'une impulsion, pulse duration, pulse length, pulse width.
03.04 **Frequenza di ripetizione degli impulsi,** fréquence de répétition des impulsions, pulse repetition frequency.
03.05 **Modulazione ad impulsi e d'ampiezza,** modulation d'impulsions et amplitude, pulse-amplitude modulation, **P.A.M.**
03.06 **Modulazione ad impulsi nel tempo,** modulation d'impulsions dans le temps, pulse-time modulation, **P.T.M.**
03.07 **Modulazione ad impulsi in durata,** modulations d'impulsions en durée, pulse-duration modulation, **P.D.M.** (pulse-width modulation, pulse-length modulation).
03.08 **Modulazione ad impulsi in posizione,** modulation d'impulsions en position, pulse-position modulation, **P.P.M.**
03.09 **Modulazione con impulsi codificati,** modulation par impulsions codées, pulse-code modulation, **P.C.M.**
03.10 **Treni d'impulsi,** train d'impulsion, pulse train (pulse group).
03.11 **Codice,** code, code.

GRANDEZZE ED UNITA' DI TRASMISSIONE,

grandeurs et unités en transmission, quantities and units used in trasmission.

04.01 **Potenza apparente,** puissance apparente, apparent power
04.02 **Unità di trasmissione,** unités de transmission, transmission units.
04.03 **Neper, Decineper,** Néper, décinéper, Neper, decineper.
04.04 **Bel, decibel.**
04.05 **Livello assoluto di potenza (apparente o reale),** niveau absolu de puissance (apparente ou réelle), absolute level, absolute power level.
04.06 **Livello assoluto di intensità di corrente,** niveau absolu d'intensité de courant, absolute current level (poco usato).
04.07 **Livello assoluto di tensione,** niveau absolu de tension, absolute voltage level (poco usato).
04.08 **Livello relativo di potenza,** niveau relatif de puissance, relative level (GB), transmission level (amer).
Differenza di livello di potenza, relative level (GB).
Differenza di livello di tensione, différence de niveau de tension, relative level (GB).
04.09 **Livello relativo d'intensità di corrente,** niveau relatif d'intensité de courant, relative current level (poco usato).
04.10 **Livello relativo di tensione,** niveau relatif de tension, relative voltage level (poco usato).
04.11 **Smorzamento,** amortissement, (d'un circuit), damping (of a circuit).
04.12 **Attenuazione,** affaiblissement, attenuation.
04.13 **Perdita,** perte, loss.
04.14 **Guadagno.** gain, gain.
(segue).

ATTRIBUZIONE DELLE FREQUENZE ALLA PRIMA REGIONE GAMMA 8815 kHz - 30005 kHz.
(seguito).

Le frequenze sono indicate in kilohertz, la lettera (m) sta ad indicare una attribuzione mondiale cioè per tutte e tre le regioni. I numeri indicano i richiami al **Regolamento Internazione delle Radiocomunicazioni,** secondo gli ultimi aggiornamenti.

8815- 8965	mobile aereonautico, R, (m).
8965- 9040	mobile aereonautico, OR (m).
9040- 9500	fissi (m).
9500- 9775	radiodiffussione (m).
9775- 9995	fissi (m).
9995-10005	frequenze campione (m), 201A, 203A, 214.
10005-10100	mobile aereonautico R (m), AO1A.
10100-11175	fissi (m).
11175-11275	mobile aereonautico OR (m).
11275-11400	mobile aereonautico R (m).
11400-11700	fissi (m), 216.
11700-11975	radiodiffusione (m).

11975-12330 fissi (m).
12330-13200 mobile marittimo (m), 213.
13200-13260 mobile aereonautico OR (m).
13260-13360 mobile aereonautico R (m).
13360-14000 fissi (m), 217.
14000-14250 radioamatori, radioamatori via satellite (m).
14250-14350 radioamatori (m), 218.
14350-14990 fissi (m).
14990-15010 frequenze campione (m) 201A, 203A, 219.
15010-15100 mobile aereonautico OR (m).
15100-15450 radiodiffusione (m).
15450-16460 fissi (m).
16460-17360 mobile marittimo (m), 213.
17360-17700 fissi (m).
17700-17900 radiodiffusione (m).
17900-17970 mobile aereonautico R (m).
17970-18030 mobile aereonautico OR (m).
18030-18052 fissi (m).
18052-18068 fissi, ricerca spaziale, (m).
18068-19990 fissi (m).
19990-20010 frequenze campione (m), 201A, 203A, 220.
20010-21000 fissi (m).
21000-21450 radioamatori, radioamatori via satellite (m).
21450-21750 radiodiffusione (m).
21750-21850 fissi (m).
21850-21870 radioastronomia (m), 221B.
21870-22000 fissi aereonautica, mobile aereonautico R (m).
22000-22720 mobile marittimo (m).
22720-23200 fissi (m).
23200-23350 fissi aereonautica, mobile aereonautico OR (m).
23350-24990 fissi, mobile terrestre (m), 222, 222A.
24990-25010 frequenze campione, 203A, 223, (m).
25010-25070 fissi, mobile escluso mobile aereo (m).
25070-25110 mobile marittimo (m), 224.
25110-25600 fissi, mobile escluso mobile aereo (m).
25600-26100 radiodiffusione (m).
26100-27500 fissi, mobile escluso mobile aereo (m), 225, 226.
27500-28000 ausiliari della meteorologia, 227.
28000-29700 radioamatori, radioamatori via satellite (m).
29700-30005 fissi, mobile, (m), 228, 229, 231, 232.
(segue).

PIONIERI DELLA SCIENZA E DELL'INDUSTRIA THOMAS ALVA EDISON

Thomas Alva Edison, nacque a Milan nell'Ohio nel 1847 e morì a West Orange (N.J.) nel 1931, figlio di madre scozzese e di padre olandese. Perfezionò il telegrafo automatico inventando i sistemi duplex e quadruplex, ideò un registratore dei voti per le riunioni parlamentari ed un segnalatore delle quotazioni di borsa. Realizzò il microfono a carbone nel 1876 e ciò gli consentì un guadagno di 100.000 dollari. Successivamente costruì il megafono e quindi, nel 1887, presentò il primo fonografo costituito da un cilindro mosso a mano, ricoperto da stagnola. A lui si deve pure l'invenzione della lampada ad incandescenza con filamento di cotone carbonizzato che in seguito sostituì con un filamento di platino in un bulbo di vetro in cui aveva praticato il vuoto. Sempre a lui si deve la scoperta del famoso **effetto Edison** cioè quel fenomeno per cui si ha passaggio di corrente tra il filamento incandescente ed un altro elettrodo inserito nel bulbo di una lampada.

Nel 1887 costruì un macchina rudimentale per proiezioni cinematografiche che chiamò **kinetoscopio.** Ad Edison si debbono pure gli accumulatori al ferro-nichel. I suoi brevetti superarono il numero di 1200. Durante la prima guerra mondiale si dedicò a delle attività industriali specialmente nel campo della gomma, delle sostanze usate nelle tintorie. Da notare che Edison fin dalla più giovane età fu colpito da una fastidiosa forma di sordità.

PROPOSIZIONI FONDAMENTALI SULL'ELETTRICITA'

Dalle esperienze avute ci si può rendere ragione di tutti i **Fenomeni elettrici** noti fino al presente:

1°) L'elettricità è l'effetto d'una materia fluida, che si muove attorno, o all'interno del corpo elettrizzato.

Fig. 7 - Siamo nel 1894, la Società Elettrica Industriale di Milano, fa la pubblicità dell'ultima novità del giorno: il fonografo di Edison, Mignon e di altri dello stesso genere.

2°) Codesto fluido, non è, nè la materia propria del corpo elettrizzato, nè l'aria grossa, che respiriamo.

3°) V'è tutto il motivo di credere che la materia elettrica sia la stessa che quella del fuoco elementare, e della luce, unita a qualche altra sostanza che dia l'odore.

4°) Una tal materia è presente per tutto, tanto nell'interno dei corpi, quanto nell'aria che li circonda.

5°) La materia elettrica eccitata, o messa in azione, si muove per quanto ella può, in linea retta, e il suo moto, per l'ordinario è un moto progressivo, che trasporta le sue parti.

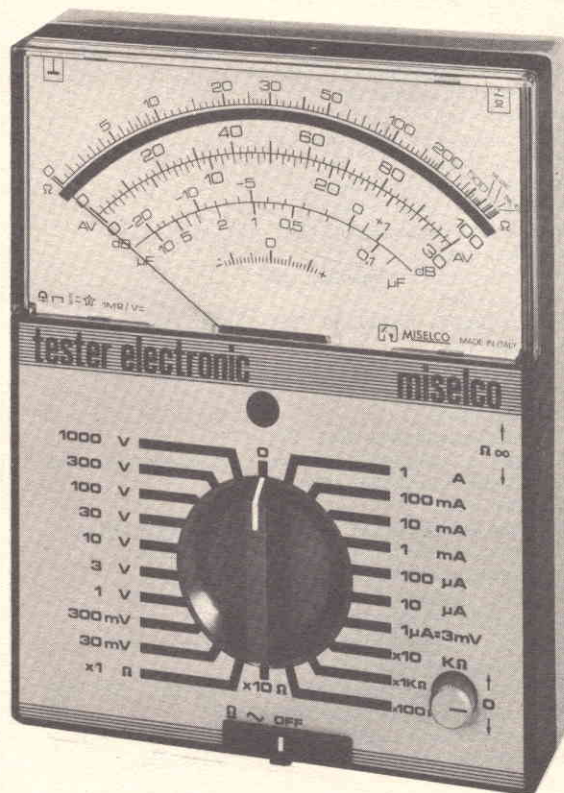
6°) La materia è sottile abbastanza da penetrare attraverso i corpi più duri, e più compatti.

7°) Ma non li penetra tutti con la stessa facilità. I corpi vivi i metalli, l'acqua sono quelli per i quali passa più facilmente, il solfo, la ceralacca, il vetro, le ragie e la seta sono quelli che più stenta a penetrare, quando i detti corpi non siano stropicciati o scaldati.

8°) Qualora la materia elettrica esca da un corpo con impeto e sbuchi nell'aria, sia visibile o no, si divide in molti getti divergenti che formano una specie di covone o di pennoncello... etc. etc.

Un corso di elettrotecnica tenuto da un collega del prof. S. Gilcart? Si, in effetti si tratta delle lezioni di fisica che l'abate Nollet impartiva al Delfino nel collegio di Navarra nell'anno 1750!

ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 kΩ/V≅ - 50 kΩ/V≅ - 1 MΩ/V≅
- Precisione AV = 2% - AV~ 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali 1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego: 1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali

RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.

MISELCO Snc., - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 20 kΩ/V≅ L. 18200 + IVA
TESTER 20 (USI) 20 kΩ/V≅ L. 21200 + IVA
V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V~ 10 V ...1 kV
A = 50 µA ...10 A / A~ 3 mA ...10 A
Ω = 0,5Ω ... 10 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 100 µF
Caduta di tensione 50 µA = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 50 kΩ/V≅ L. 22.200 + IVA
TESTER 50 (USI) 50 kΩ/V≅ L. 25.200 + IVA
V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V~ 10 V ...1 kV (6 kV)
A = 20 µA ...3 A, A ~ 3 mA ...3 A
Ω = 0,5Ω ...10 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 100 µF
Caduta di tensione 20 µA = 150 mV / 3 A = 750 mV

MISELCO IN EUROPA

GERMANIA : Jean Amato - Geretsried
OLANDA : Teragram - Maarn
BELGIO : Arabel - Bruxelles
FRANCIA : Franclair - Paris
SVIZZERA : Buttschardt AG - Basel
AUSTRIA : Franz Krammer - Wien
DANIMARCA
SVEZIA : Dansk Radio - Kopenhagen
NORVEGIA

MISELCO NEL MONDO

Più di 25 importatori e agenti nel mondo

ELECTRONIC 1 MΩ/V≅ L. 29.500 + IVA
ELECTRONIC (USI) 1 MΩ/V≅ L. 32.500 + IVA
V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V~ 3 mV ...1 kV (3 kV)
A = 1 µA ...1 A, A~ 1 µA ...1 A
Ω = 0,5Ω ...100 MΩ / dB - 70 ...+61/µF 50 nF ...1000 µF
Caduta di tensione 1 µA - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 kΩ/V≅ L. 19.200 + IVA
per l'elettronico e
per l'elettricista
V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V~ 10 V ...1 kV
A = 50 µA ...30 A, A~ 3 mA ...30 A
Ω = 0,5Ω ...1 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 1000 µF
Cercafase & prova circuiti

MISELCO IN ITALIA

LOMBARDIA-TRENTINO : F.lli Dessy - Milano
PIEMONTE : G. Vassallo - Torino
LIGURIA : G. Casiroli - Torino
EMILIA-ROMAGNA- Dott Enzo Dall'Olio
TOSCANA-UMBRIA : Firenze
LAZIO : A. Casali - Roma
VENETO : E. Mazzanti - Padova
CAMPANIA-CALABRIA : A. Ricci - Napoli
PUGLIA-LUCANIA : G. Galantino - Bari
MARCHE-ABRUZZO-MOLISE : U. Facciolo - Ancona

CQ-RADIOAMATORI

a cura della sezione ARI di Milano - Coordinatori: I2KH-I2VBC

PERCHÈ VOI LETTORI NON SCRIVETE?

di I2KH

Nel numero del mese scorso, io e VBC, abbiamo ringraziato i vari collaboratori di questa rubrica. Effettivamente la collaborazione è stata piuttosto esigua, tranne qualche articolo di I2PKF oppure di I2WPS od IW2AAB, non ci sono stati altri grandi volenterosi.

Perché tutto questo???

PIGRIZIA forse? PAURA?

Non so cosa pensare.

Mi sono ritrovato giorni fa a meditare su questo fatto ed ho anche cercato di trarre delle conclusioni.

La rubrica «CQ RADIOAMATORI» non viene retribuita in quanto curata da due soci dell' ARI, e come lo statuto detta non è possibile ricevere delle remunerazioni personali nell'ambito di attività strettamente legate all'Associazione. quindi potrebbe essere questa una delle ragioni dell'assenteismo, ma non credo che il singolo socio sia cosi venale da rifiutare una collaborazione per la mancanza di una ricompensa.

Escludiamo quindi questo primo punto.

«SCRIPTA MANENT. VERBA VOLANT». Si, forse ho toccato col dito la piaga, forse il radioamatore ha paura di scrivere perché nelle sue parole può sfuggire una inesattezza o che so altro, e quindi essere messo alla berlina dagli altri amici.

Gli amici, che quando leggono il tuo nome in testa ad un articolo, lo leggono con tale attenzione che ne sarebbe lusingato anche Alessandro Manzoni; attenzione però che dietro quell'amico si cela il sadico che non perde una virgola del tuo scritto e cerca la più piccola inesattezza per poterti dire l'indomani: «m... si..... è un bell'articolo (non può dire altrimenti, vuoi per correttezza, che per gentilezza anche se in effetti, lo ammetti tu stesso, il tuo scritto è uno schifo pazzesco)... hai curato bene il concetto ...mmmm..., ma in quel punto hai... (e qui incomincia la serie di critiche che fanno apparire il tuo articolo più SCHIFOSO di quello che tu ammetteresti solo a tua madre che ti perdona tutto)». E' chiaro quindi che «COL CAVOLO CHE SCRIVO ANCORA DUE RIGHE».

Questo è il classico lettore che ha tentato.

Esiste poi il lettore che aveva già fatto questo ragionamento nella sua testa, e con questo tipo non c'è nulla da fare, e quindi lasciamolo stare a priori.

L'ultimo tipo di questa storia, non so, forse non ha nulla di umano; è senza dubbio un pazzo, un masochista che gode delle critiche altrui e persevera nello sbaglio sperando nell'umana comprensione. A lui non tocca il fatto che lo criticano perché ha scritto «fa» con l'accento o «ha» senza l'acca, non interessa se in un articolo tecnico non sapendo come spiegare un determinato circuito scrive delle inesattezze di poco conto e che non pregiudicano il risultato finale, ma che non sfuggono al carissimo AMICO vicino di casa che lo aspetta al varco.

Questo individuo scrive solo per l'unica ragione di leggersi il proprio nome scritto in testa di pagina e godere del pensiero di quanta gente lo potrà leggere.

Adesso vi faccio un esempio: I2KH I2VBC, anzi sono due VOGLIAMO ESSERE DI PIU??????

Chiaramente questo invito è rivolto solamente ai masochisti egocentrici e... chi più ne sa più ne metta.

Le perle dell'elettronica

di Alberto BACCANI

Ricevo in questi giorni un catalogo di ricetrasmittenti e di antenne per OM e CB di una nota Ditta che vende anche per corrispondenza. Non riferisco il nome primo, perché le regalerei una pubblicità a cui forse non tiene, ed in secondo luogo perché in fondo non è giusto additare al pubblico «ludibrio» una pubblicazione che ha il solo torto di essere gustosamente cosparsa di « perle » elettroniche sul tipo di quelle del famoso libro di un maestro francese di qualche anno fa.

Ho scelto le più vistose od originali omettendo quelle che fanno più pensare ad un errore di stampa che ad uno svarione del pubblicitario o della traduttrice.

Il capitolo dove veramente c'è solo l'imbarazzo della scelta è quello delle antenne:

TH3MK3 (antenna 3 elementi beam n.d.r.). Quest'antenna nota a tutti gli OM per le sue notevoli prestazioni presenta, a detta del catalogo, un adattatore a Beta della Hy Gain che presenta una IMPEDENZA DECRESCENTE per consentire il più efficace accoppiamento a 3 bande e che provvede alla SCARICA A TERRA DI CORRENTI C.C. ELETTROSTATICHE RISULTANTI NEL RAPPORTO F/B massimo.... !!! ???

Il tutto è ovviamente semiincomprensibile salvo che per il ritorno di massa agli effetti delle statiche.

Vediamo cosa offrono i 2 metri: il modello GPG2 è veramente esagerato e fa pensare a quelle pubblicità dei detersivi che lavano più bianco... «...E' la sola antenna di guadagno omnidirezionale ad elemento singolo per i due metri... sviluppa un guadagno di 3,4 dB in tutte le direzioni nell'intensità

di campo misurata» (!!??) «Ma il bello viene dopo»... Ha il supporto del palo... con accoppiatore i cui componenti a stato solido sono impermeabili all'umidità» Si tratta evidentemente di una antenna a transistori o a Fet di nuova concezione!

Il modello 23A è una beam 3 elementi che ha «...uno spettro omnidirezionale» il che rende incomprensibile come possa essere una beam.

Ma nelle antenne CB il traduttore ed il pubblicitario si sono scatenati! Il modello M227 Mighty Magnum ha tra le sue caratteristiche «una potenza di irradiazione ad angolo» (ma secondo gli esperti la potenza a trapezio va molto meglio...).

Abbiamo poi l'antenna stufa: la Ranpe Master II «...comprende una frusta placcata adatta all'uso continuato senza dissintonizzazioni dovute all'eccessivo calore» (E' evidente un'antenna ad uso invernale) Abbiamo poi antenne belliche!! la M400 Sturdust è infatti fabbricata «per una grande penetrazione...» (Il verbo penetrare potrebbe in realtà far alludere in modo subdolo a qualcosa di erotico che va molto nella pubblicità di questi tempi, il che fa presumere che sia una antenna adatta ai frustrati con forti complessi edipici od altro...).

Le antenne magiche non si contano... la Range Boost presenta un guadagno di 3,7 dB ed un notevole miglioramento della figura di rumore del ricevitore!!!» il rapporto onde stazionarie è di 1,1 il che fa presumere, data l'approssimazione al centesimo della misura, che le prove di detta antenna sono state effettuate presso i laboratori NASA o a BAIKONUR.

Abbiamo poi un'antenna speciale, la Quad per i ventisette; questa antenna è veramente eccezionale, ha una tale direttività che a detta del catalogo «o voi mirate o voi non sentite» Potremo definirla antenna Guglielmo Tell o Antenna Robin Hood.

Ma il massimo viene raggiunto con l'antenna GLC 1043 che è la solita antenna a loop per radiogoniometro; tra le sue indicazioni troviamo: Antenna adatta per attività di club organizzati per autodisciplina. Per i comitati di educazione che vogliono individuare i ciarlatani (forse si allude alle organizzazioni in voga in America per la caccia agli ubriaconi, o a quelle di moralizzazione contro le prostitute e gli sfruttatori... resta poi da capire come tale antenna possa risolvere detti problemi...).

Per ciò che riguarda i ricevitori, ad onore del vero, salvo qualche errore evidentemente tecnico di stampa, le cose vanno meglio; dopo un attento esame ho trovato tanto per la cronaca un RX con «filtro in ceramica» che mi fa tanto venire in mente il braccino rotto della statuina di salotto.

Dove invece lo spirito del commercio si rivela in tutte la sua maestosità è nel settore dei Metal Detector. Si può notare subito che i tipi più costosi rivelano, secondo quanto dice la pubblicità, istantaneamente tesori, oro monete mentre invece i tipi di minor costo trovano solo ferro acciaio od altro.

Il modello COIN Ranger Professional «vi consentirà di avvertire barre d'oro sotteranee, monete di oro, depositi d'oro...».

Il modello D-TEX professionale «è particolarmente costruito per la ricerca di tesori...».

A tutti coloro che vogliono comprarselo consiglierei alla ditta di cui sopra di allegare gratuitamente una piantina dei luoghi dove sono affondati i galeoni spagnoli, i campi di battaglia di celebri pirati, i luoghi dove gli atzechi nascosero i tesori... salvo il fatto che a quello che mi consta il più vicino posto dove presumibilmente (salvo il famoso oro di Dongo) si trovano tesori, oro e lingotti è a circa 3000 Km dai paesi natali di Paderno Dugnano Caronno Pertusella, Grottaferrata, Latisana, Castellammare di Stabia e Canicatti. (luogo che non si sà per quale ragione, nelle barzellette o nei modi di dire sembre essere l'estremo baluardo della civiltà).

Chiedendo scusa se non sono poi stato spiritoso come avrei voluto alla americana.

RICORDO DI UN PONTE

di I2VBC

Il titolo può essere misterioso per alcuni di voi ma per altri invece può essere motivo di ricordi.

Non sto parlando di un ripetitore, il cosiddetto Ponte. Sto parlando di un ponte diverso, un ponte che nelle intenstazioni di chi l'ha creato diversi anni fa avrebbe dovuto servire ad unire due Italie, quella del nord a quella del sud.

Avrebbe dovuto permettere un dialogo a più largo raggio e una tribuna aperta a tutti coloro che avevano qualcosa da dire sul radiantismo. Parlo di un giornaletto; intendiamoci, uso questo termine non in senso dispregiativo, ma in senso goliardico, si trattava infatti di un bollettino, o notiziario, stampato in ciclostile a Reggio Calabria da I8PEG Giuseppe Pellicone con pochi altri collaboratori scritto alla garibaldina e diffuso, seppur in non molti esemplari, in quasi tutta Italia.

L'abbonamento costava poco, farvi pubblicità ancora meno; il contenuto, a mio parere, ripagava largamente il lettore della spesa fatta.

Ma perché VBC si mette a parlare di queste cose?

Parlo del Ponte, anzi dell'ex Ponte, in quanto è ormai un anno che ha cessato le pubblicazioni.

Quando incominciai a leggere il Ponte, anni fa, la prima cosa che feci, come è mia abitudine, fu prendere in mano la penna e... dirgliene quattro, e... non sapevo che così facendo mandavo in sollucchero il buon Pellicone.

Iniziò così, un po' per spirito di polemica, un po' per gioco, uno scambio di lettere di contenuto vario fra me e Pellicone, ossia il Ponte (dato che secondo una buona regola PEG pubblicava tutto quello che riceveva, buono o brutto che fosse), che andò avanti fino al 1974.

In questo periodo mi sono trovato di fatto a collaborare con PEG (attirandomi per questo tutta una serie di critiche da parte di molte persone che se posso capire sentimentalmente, non comprendo però come contenuto) in un at-

teggiamento critico nei cofronti di una certa struttura piuttosto chiusa ad ogni novità e ad ogni senso di autocritica anche se portata con eccessiva... ferocia e spirito polemico.

Questo mio ricordo del Ponte vuole essere da un lato un simpatico omaggio a chi, pur sbagliando qualche volta, ha sempre combattuto a viso aperto pagando di persona e lottando per le proprie convinzioni, dall'altro la felice costatazione che qualcosa è cambiato e sta cambiando. Anche merito di PEG, a mio parere.

Questo discorso che faccio è un po' sul tipo di «a buon intenditor poche parole» e necessariamente non può essere che così, dato che ormai invecchio anch'io (!) e non me la sento di riprendere il brando magari per fare il Don Chiscotte.

E' un po' come quando alla radio si sente un annunciatore che dice «un saluto da parte di un nostro ascoltatore a Luciana» ed evidentemente solo l'ascoltatore, la predetta Luciana e pochi altri possono apprezzare quello che eventualmente c'è dietro.

In questo caso, sfruttando, lo ammetto, le pagine che gentilmente Selezione mette a disposizione per gli amici radioamatori, me le accaparro e le uso per salutare un amico PEG, e per ricordargli che quello che ha fatto o detto non è andato perduto e che continua in tutti coloro che parlano o scrivono (troppo come me) o meglio fanno (come altri) qualcosa per rendere la nostra associazione sempre migliore e sempre più adatta alle esigenze ed alle responsabilità che gli compete.

Era un circuito integrato prima che mia moglie lo schiacciasse scambiandolo per un ragno.

L'ANGOLO DEI DIPLOMI

Non so se ricordate qualche numero fa che in questa nostra rubrica abbiamo pubblicato un piccolo resoconto riguardante il bellissimo diploma «Alitalia radioamatori club».

Penso senza dubbio di si. A seguito di quella pubblicazione ho ricevuto all'indirizzo della redazione una graditissima lettera di ringraziamento da I 0CYF.

A questa lettera ho già risposto personalmente a nome della redazione, intendo però pubblicarne ugualmente il contenuto in quanto può essere di interesse per chi desideri ottenere il suscitato diploma «AZ».

Spett.le «Selezione Radio e TV».

Un sincero ringraziamento innanzi tutto per aver pubblicato, nella rubrica Radioamatori, le specifiche per ottenere il diploma AZ, che l'Alitalia Radioamatori Club rilascia.

Vi preghiamo quindi di pubblicare una nostra precisazione: è quasi esaurita la prima stampa del nostro diploma, abbiamo deciso pertanto di farne una seconda edizione, le cui modalità sono contenute nei depliant allegati. La prima edizione del diploma sarà rilasciata fino ad esaurimento delle richieste e dei diplomi disponibili.

Confermiamo che stazioni del gruppo AZ sono attive quasi tutti i giorni dalle ore 19,30 alle ore 20.00 circa, sui 144.500 MC e sui 432.9 MC, in particolare la I0BR e la I0CYF 0STO.

Allegate a questa lettera c'erano, delle fotocopie del nuovo regolamento che qui a seguito riporto per intero:

Per ottenere il diploma AZ basta collegare o ascoltare le stazioni del gruppo Radioamatori Alitalia, per un totale di 50 minuti, su qualsiasi frequenza o banda radioamatori.

Ogni collegamento effettuato con una stazione del gruppo A.R.C. vale 5 punti.

Le stazioni del gruppo valide sono: I0AEM - BR - CYF - CRV - GNW - LSJ - MNB - PSK - SJC - STO - UY - ZBG - ZMZ

La stazione I0AZI vale 10 punti, e se collegata per 3 (tre) volte nel cumulo dei punti per il diploma, da diritto al conseguimento di una particolare medaglia.

Per richiedere il diploma basta inviare alla A.R.C. sede P.o. Box 52 ACILIA:

a) Log vistato dalla locale Sezione o da due OM

b) Una QSL per ogni nominativo collegato + una per la sezione AZI

c) 15 IRC o L. 1.500 in francoboli

Sono validi tutti i collegamenti effettuati a partire dal 1975.

Spero con queesto di aver soddisfatto i cari amici di Roma ed aver fornito una utile informazione per tutti gli appassionati di «AWARDS».

Alitalia Radioamatori Club Alitalia

DIPLOMA

This certifies that ....

operator of radio station ....

has presented with n° .... points

Award n° .... The award manager

Rome ....

PRINCIPALI SISTEMI DI TRASMISSIONI A DISTANZA

terza parte di IW2AAB Maurizio Marcovati

Pulse Code Modulation

Il P.C.M., conosciuto anche come multiplex a divisione di tempo, si basa sul secondo dei due teoremi elaborati da C.B. Shannon esposti nel capitolo precedente.

Con questo sistema vengono infatti trasmessi solo dei campioni del segnale al fine di poter trasmettere più di una serie di informazioni contemporaneamente per ogni canale. Questa tecnica operativa presenta lo svantaggio di occupare una banda di frequenza superiore a quella occupata dal Multiplex a frequenze vettrici, ma, per contro, è assai più immune ai disturbi della precedente. Infatti, come vedremo, non viene trasmessa l'ampiezza del segnale campionato, ma il valore in codice binario che deriva dalla pesatura del segnale stesso. Per questo motivo in linea vanno solo impulsi di tensione che rappresentano l'alternarsi della presenza o dell'assenza di un segnale; come conseguenza, il ricevitore deve solo discriminare tra la presenza o l'assenza di tensione ai capi della linea e non misurare il valore esatto di una tensione. Questo non può portare ad altro che non a una maggiore immunità ai disturbi.

Il trasmettitore P.C.M. si compone essenzialmente di due blocchi: il «Campionatore» ed il «Codificatore».

Il campionatore è quella parte del complesso che ha il compito di prelevare dei campioni di segnale ad intervalli di tempo definiti dal numero dei canali e dal teorema di Shannon; questi campioni devono essere il più possibile di breve durata per permettere al campionatore di leggere esattamente il valore istantaneo e non una media dei valori nell'unità di tempo considerata. E' da notare che, se vengono utilizzati (come di solito accade) gli stessi campionatori per più di un canale, la campionatura deve essere fatta secondo una regola matematica che permette di riconoscere a quale canale appartiene un certo livello campionato.

All'uscita del campionatore si trovano, dunque, dei picchi di tensione di durata estremamente breve appartenenti a vari canali; questi picchi vengono «pesati» dal codificatore che li trasforma in impulsi di codice binario in funzione della loro altezza. Gli impulsi binari vengono memorizzati e predisposti in modo da poter essere trasmessi nella giusta successione quando giunge il momento di inviarli in linea. Per inciso si è visto che è possibile ottenere una buona ricostruzione di segnale con 128 livelli di pesatura corrispondenti a 7 bit (2^7).

Il codificatore provvede anche ad inserire i bit di controllo e sincronismo utilizzando come riferimento i segnali che gli vengono inviati dal generatore di cadenze (che è poi lo stesso che fornisce i segnali-riferimento anche al campionatore, dato che queste unità devono viaggiare con assoluto sincronismo), tutto l'insieme di questi impulsi viene poi inviato in linea per essere amplificato di tratta in tratta e mantenere il rapporto segnale/disturbo ad un livello tale da non influenzare la decodifica; per l'amplificazione vengono sfruttate le cassette, che un tempo contenevano le bobine per la pupinizzazione delle linee telefoniche, e che si trovano a 1830 metri le une dalle altre e in cui vengono riposti gli amplificatori.

In fase di ricezione il segnale P.C.M. viene inviato a un decodificatore che riconosce i vari canali tramite gli impulsi di sincronismo, inviando poi i livelli di tensione decodificati ad un filtro ricostruttore che ha il compito di reintegrare il segnale originario che è così pronto per essere utilizzato.

Il sistema P.C.M. presenta, oltre al vantaggio di una maggiore immunità ai disturbi, anche quello della possibilità di mantenere la segretezza di una comunicazione, particolare certamente non trascurabile in quelle applicazioni che richiedono, appunto, l'impossibilità di intercettazione da parte di terzi; per ottenere ciò è sufficiente cambiare il sistema di codifica dei segnali. Un altro vantaggio del P.C.M. rispetto alla comunicazione in multiplex a divisione di frequenza è quello di avere la possibilità di estrarre un solo canale dal gruppo; ciò non fa che aumentare la competitività per le linee a basso numero di canali; dove, oltretutto, la larghezza di banda occupata è circa equivalente a quella che occupa un sistema a frequenze vettrici in modulazione di frequenza (come sui ponti radio).

SISTEMI TELESCRIVENTI E PER LA RIPRODUZIONE A DISTANZA DELLE IMMAGINI

Telescriventi

Le moderne telescriventi non richiedono un operatore particolarmente addestrato, dato che è sufficiente saper scrivere a macchina per poterle usare, e non necessitano di laboriose operazioni di sincronizzazione tra la ricevente e la trasmittente come richiedevano invece i sistemi telestampanti che le hanno precedute.

Sostanzialmente la telescrivente non è altro che un convertitore in grado di trasformare dei simboli convenzionali, le lettere dell'alfabeto costituenti le parole, in impulsi elettrici di apertura e chiusura di circuito; per la precisione si tratta di cinque impulsi di codice, che contengono l'informazione da trasmettere, più un impulso di «start» ed uno di «stop» che hanno il compito di comandare la serie di ingranaggi e di ruotismi che permettono alla ricevente di destinare gli impulsi di codice ai relè ai quali sono destinati. Il principio che consente di sopprimere la necessità di continue operazioni di sincronismo si basa appunto su questi due impulsi; infatti si può ritenere che le due macchine siano in fase quando anche esista fra loro una piccola differenza di velocità di rotazione del motore, dato che gli alberi accoppiati meccanicamente con il distributore sono sempre in posizione di riposo e vengono fatti partire in corispondenza del segnale di start per fermarsi dopo aver fatto un solo giro. E' evidente che in queste condizioni di funzionamento i meccanismi non fanno in tempo ad accumulare un ritardo od un anticipo tale da compromettere la ricezione delle informazioni.

Di recente sono state messe a punto delle telescriventi elettroniche che dispongono di un gruppo allo stato solido al posto del gruppo meccanico che si incarica della distribuzione degli impulsi e delle commutazioni e dove i tasti vengono azionati da servocomandi come nelle macchine da scrivere elettriche invece che dal motore come nelle altre telescriventi.

Per la trasmissione del segnale via radio vengono utilizzati principalmente due sistemi che differiscono solo per il modo in cui viene modulato il trasmettitore; il primo si basa su uno spostamento della portante provocato dai segnali in uscita dalla trasmittente che provocano così una variazione alla frequenza di trasmissione, poi rivelata in ricezione mediante un rivelatore a prodotto che fornisce in uscita due segnali audio corrispondenti ai livelli di «mark» e di «space» contenenti l'informazione. Questi due segnali possono essere rivelati mediante un opportuno decodificatore che li trasforma nuovamente in impulsi di tensione adatti a pilotare la macchina ricevente.

Il secondo sistema differisce dal primo per il modo in cui il segnale viene trasmesso; infatti, questo modo che prende il nome di AFSK (Audio Frequency Shift Keying), in contrapposizione al precedente denominato FSK (Frequency Shift Keying), si basa sulla trasmissione di due segnali audio che contengono l'informazione e che possono essere così ricevuti anche dai normali ricevitori in modulazione di ampiezza o, eventualmente, in modulazione di frequenza se la trasmissione viene effettuata con quel sistema.

Fac-Simile

Questo sistema di trasmissione permette di inviare non solo dei messaggi scritti, ma anche dei disegni o delle fotografie occupando un canale di uguale larghezza di quelli telefonici, a differenza della televisione che ne occupa uno molto più largo. Questa minore occupazione di banda però viene ottenuta aumentando il tempo necessario alla trasmissione di un'immagine completa; infatti, mentre con la televisione vengono trasmesse venticinque immagini al secondo, con il Fax sono necessari circa tre minuti per trasmettere una sola immagine.

La trasmissione in Fax si basa sulla conversione delle varie tonalità di grigio in altrettante variazioni di frequenza di un segnale di bassa frequenza, trasmesso poi attraverso i normali canali; in fase di ricezione il segnale viene poi convertito in variazioni di luminosità di una lampadina che sensibilizza una carta di tipo fotografico riproducendo così l'originale.

Telefoto

Per la trasmissione delle telefoto si usa un sistema poco differente da quello usato nel Fac-simile; infatti i segnali APT vengono trasmessi mediante la modulazione in ampiezza di una sottoportante a 2400 Hz da parte dei segnali provenienti dal vidicon, che va poi a modulare in frequenza la portante del trasmettitore. Questo sistema, ormai universalmente accettato, è quello utilizzato per la trasmissione a terra delle foto prese dai satelliti meteorologici americani della serie TIROS; ESSA; NIMBUS etc.

La mancanza di segnali di sincronismo veri e propri rappresenta l'unico vero problema che deve essere risolto in fase di ricezione della telefoto: del resto rimane la possibilità di utilizzare la sottoportante per ottenere i segnali di scansione di riga di 4 Hz necessari per la conversione in foto dei segnali.

Il sistema di trasmissione usato di giorno è diverso da quello notturno; infatti mentre il primo fa uso di un vidicon normale con una scansione di riga di 250 msec e una scansione verticale di 200 sec, il sistema notturno basato sulla ricezione degli infrarossi ha un tempo di scansione orizzontale di 1,25 sec.

Per la visualizzazione si utilizza un monitor, che differisce poco da un nor-

BREVETTI

870080
Procedimento per la fabbricazione di dispositivi elettroluminescenti atti ad immagazzinare segnali elettrici.
XEROX COMP. A ROCHESTER N. YORK USA

870115
Metodo ed assieme circuitale per migliorare l'andamento della frequenza fondamentale in sistemi di sintesi della voce.
INTERNAT. BUSINESS MACHINES CORP. AD ARMONK N. YORK USA

870125
Apparato e procedimento per l'attuazione di analisi fotometriche.
N.I. DU PONT DE NEMOURS AND CO. A WILMINGTON DELAWARE USA

870149
Processo per rivestire mediante elettroforesi oggetti conduttori di elettricità.
CHEMISCHE WERKE ALBERT A WIESBADEN BIEBRICH GERM.

870316
Materiale sensibile fotoconduttore.
RANK XEROX LTD. A LONDRA

870321
Lampada per fotografie al lampo.
SYLVANIA ELECTRIC PRODUCTS INC. A WILMINGTON DELAWARE USA

870373
Procedimento di fabbricazione di elettrodi ed elettrodi così ottenuti.
GENERAL ELECTRIC CO. A SCHENECTADY N.Y. USA

870376
Procedimento al mercurio ed apparecchiatura per l'elettrolisi di clorurí alcalini.
KUREA KAGAKU KOGYO KABUSHIXI KAISHA A CHUO KU TOKIO GIAPP.

870426
Dispositivo semiconduttore e metodo per la fabbricazione dello stesso.
N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIKEN AD EINDHOVEN P.B.

870448
Cellula sensibile a radiazioni specialmente cellula fotoconduttrice e procedimento per la sua fabbricazione.
LANDIS UND CYR AG. A ZUG SVIZZ.

870465
Elettrodo composito a diffusione di gas e procedimento per il suo utilizzo in una cella elettrolitica.
GENERAL ELECTRIC CO. A SCHENECTADY N. YORK USA

870491
Perfezionamento ai meccanismi per l'esecuzione automatica del posizionamento, presentazione al disco e ritorno del braccio porta testina di giradischi ed apparecchi fonografici in genere.
LESA COSTRUZ. ELETTROMECCANICHE SPA. A MILANO

870500
Cella sonora con grande effetto di gruppo.
ELEKTROAKUSTTIKAI GYAR A BUDAPEST

870952
Lampada ad incandescenza con ciclo rigenerativo ad alogeno.
GENERAL ELECTRIC CO. A SCHENECTADY N.Y. USA

871221
Perfezionamento nelle celle di elettrolisi di soluzioni acquose a catodo di mercurio.
FORNONI LUIGI A SAN PAOLO BRASILE

871335
Apparecchio per il collaudo di circuiti elettronici.
SPERRY RAND A N. YORK USA - USINOR A PARIGI

871759
Anodo per l'elettrolisi di salgemma e relativo procedimento di elettrolisi.
FORBRMFABRIKEN BAYER AKT. A LEVERKUSEN GERM.

male oscilloscopio, accoppiato otticamente ad una macchina fotografica; questo complesso si rende necessario per tempo di scansione che è troppo lungo per poter dare l'impressione di una immagine unica sulla retina dell'occhio umano.

Televisione

Il sistema più perfezionato di trasmissione delle immagini a distanza è senz'altro quello televisivo.

La televisione, così come noi la concepiamo oggigiorno, si è evoluta, durante tutto l'arco di questo secolo, dagli esperimenti compiuti da P. Nipkov con un disco forato in modo che i buchi formassero una spirale e che veniva fatto ruotare dinanzi alla immagine da trasmettere, in modo da generare una rudimentale scansione. Dopo varie modifiche si è giunti alla televisione in forma attuale, in cui tutte le scansioni avvengono per via elettronica, sono effettuate con il riferimento di impulsi di sincronismo generati dalla telecamera e trasmessi assieme al segnale video.

Il normale standard televisivo utilizzato in Italia prevede una scansione di riga a 15625 Hz ed una scansione di quadro a 50 Hz (da tenere presente che per evitare lo sfarfallamento dell'immagine si trasmettono i quadri a righe alterne; per un totale di venticinque immagini al secondo).

La trasmissione dell'informazione video viene fatta modulando in ampiezza il segnale del trasmettitore con una tensione proporzionale al livello di bianco presente nell'immagine (in ogni singola area unitaria dell'immagine al momento della scansione); così facendo si ottiene una potenza istantanea di trasmissione maggiore in presenza del bianco che non del nero. Al segnale così ottenuto vengono poi sovrapposti gli impulsi di sincronismo che, se potessero essere visualizzati, sarebbero più scuri del nero, cioè vengono trasmessi in modo tale da non risultare visibili e da poter essere facilmente riconosciuti dai circuiti che nel ricevitore hanno il compito di estrarre dal segnale i sincronismi.

Le trasmissioni televisive via radio vengono sempre effettuate al di sopra dei 40 MHz a causa della larghezza di banda necessaria, che in Italia risulta essere di 8 MHz anche a causa della presenza del segnale audio a 5,5 MHz di distanza da quello video; il solo segnale video occupa comunque una banda di 5 MHz e si può dimostrare che una ulteriore diminuzione della banda porta al peggioramento della risoluzione dell'immagine.

BIBLIOGRAFIA

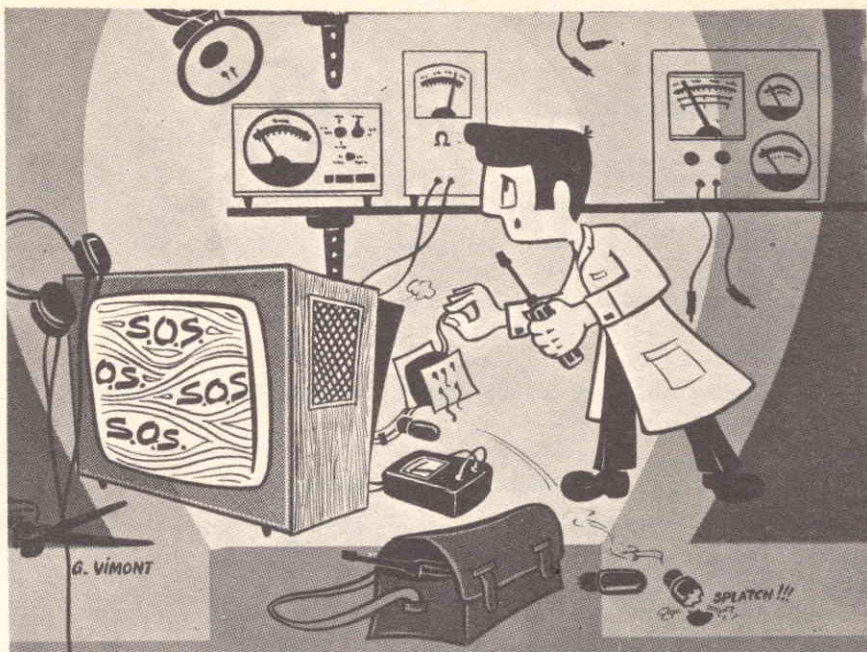
C. B. SHANNON - W. WEAVER - La teoria matematica delle comunicazioni.

T. BOVERI - T. WASSERRAB - Telecomunicazioni, 1967.

by the HEADQUARTERS STAFF of the ARRL - The Radio Amateurés Handbook, 1972.

TELETTRA - Sistema a microonde HT 12 per collegamenti telefonici e televisivi, 1968.

la tecnica delle riparazioni

a cura di Piero SOATI

AMPLIFICATORI BASSA FREQUENZA RESISTENZA D'INGRESSO E D'USCITA

Un radioriparatore si trova spesso a dover controllare o riparare degli amplificatori di bassa frequenza di cui può anche ignorare il valore della resistenza di entrata e di uscita. Pensiamo pertanto sia molto utile esaminare questo interessante argomento, precisando altresì che significano queste due espressioni.

RESISTENZA DI ENTRATA DI UN AMPLIFICATORE

Prendiamo in considerazione lo stadio d'ingresso di un amplificatore, ad esempio, del tipo indicato in figura 1, in cui il transistore Tr ha la base polarizzata dai due resistori R_1 ed R_2 ed ammettiamo di applicare al suo ingresso una tensione sinusoidale V_{ing}.

Sappiamo che nei confronti di questa tensione alternata le polarità della tensione di alimentazione, positiva e negativa, possono essere considerate come entrambe collegate a massa, cioè che si vengano a trovare ad un potenziale costante. Anche l'emettitore del transistore Tr, praticamente è come fosse collegato a massa tramite il condensatore C_{em} e di conseguenza lo schema di figura 1 può essere rappresentato in maniera più elementare da quello illustrato in figura 2.

Se applichiamo una tensione alternata sinusoidale V_{ing} ai morsetti d'ingresso A B, in cui A rappresenta il punto caldo e B la massa, nel circuito circolerà una corrente alternata I che corrisponderà alla somma delle correnti che passano attraverso i due resistori R_1 e R_2 (i_1 e i_2) e nella base del transistore (i_b), avremo cioè che:

$$I = i_1 + i_2 + i_b$$

Pertanto il generatore che ci fornisce la tensione di ingresso V_{ing}, sarà costretto ad erogare una quantità di corrente I attraverso la resistenza fittizia R_{ing} cioè:

$$R_{ing} = \frac{V_{ing}}{I}$$

Si dice che R_{ing} è la resistenza d'entrata dell'amplificatore.

Fig. 1 - Sezione di ingresso di un amplificatore di bassa frequenza al quale si applica una tensione alternata sinusoidale.

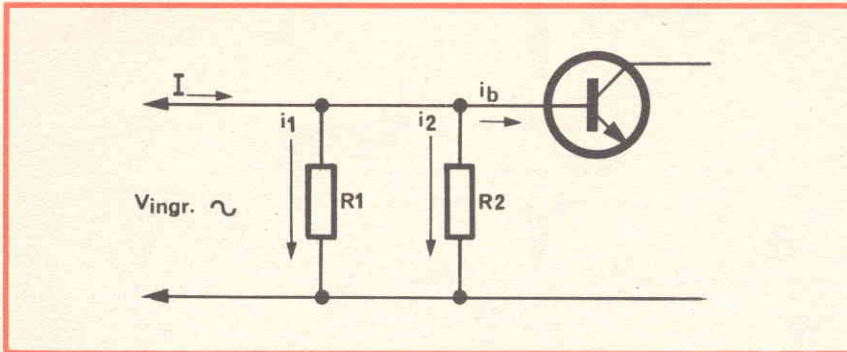



Fig. 2 - Lo stesso circuito di cui alla figura 1 come in effetti si comporta.

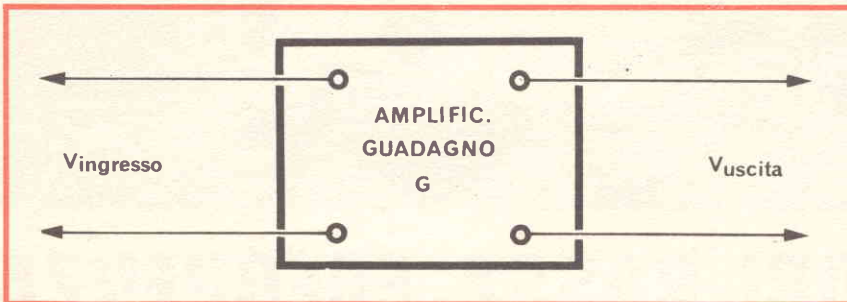



Fig. 3 - Amplificatore di bassa frequenza avente un guadagno «G».

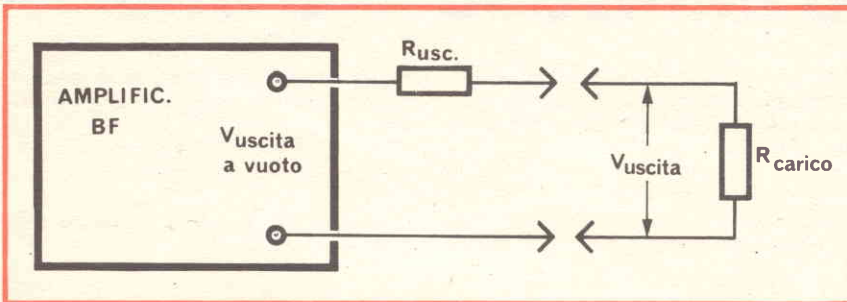



Fig. 4 - Disposizione circuitale dell'amplificatore BF per definire la resistenza di uscita.

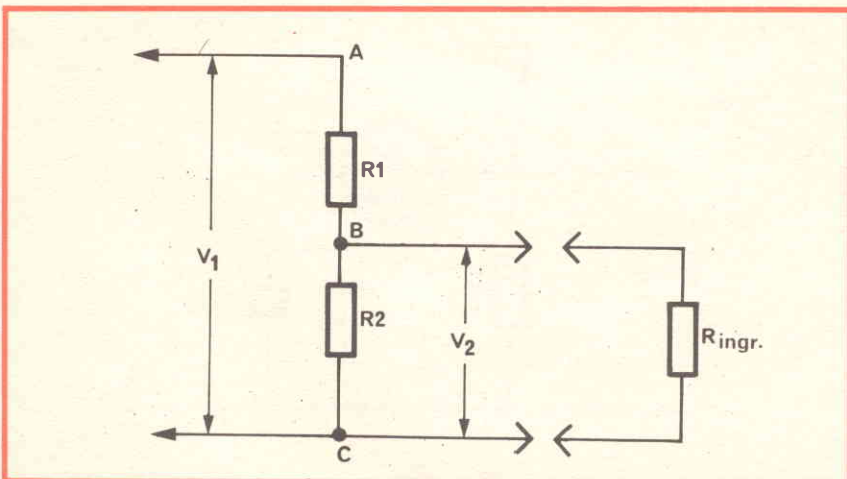



Fig. 5 - Disposizione circuitale atta a mettere in evidenza l'importanza della nozione di resistenza d'entrata.

RESISTENZA DI USCITA DI UN AMPLIFICATORE

Prendiamo adesso in esame un amplificatore il cui guadagno in tensione sia G, alla cui entrata si applichi una tensione V_{ent}, *come mostra la figura 3.*

Se in uscita non applichiamo alcun carico otterremo una tensione di uscita V_{usc} *che sarà data da:*

$$V_{usc} = G \times V_{ent}$$

la quale ci dice che la tensione di uscita è uguale alla tensione di entrata (o di ingresso che è la stessa cosa) moltiplicata per il guadagno G dell'amplificatore.

Se invece carichiamo l'uscita con una resistenza R (detta resistenza di carico o più semplicemente carico), la tensione di uscita V_{usc} *diminuirà sensibilmente, purché si mantenga costante la tensione di entrata.*

Essa sarà tanto più bassa quanto minore sarà la resistenza di carico.

Il circuito si comporta cioè come se in serie all'amplificatore fosse inserita una resistenza R_{usc}, *come mostra la figura 4.*

Pertanto il valore della tensione di uscita sarà dato dalla relazione:

$$V_{usc} = V_{usc} \frac{R}{R + R_{usc}}$$

tensione che, come abbiamo detto sarà tanto più bassa quanto più basso è il valore della resistenza di carico.

La resistenza R_{usc} è detta resistenza d'uscita dell'amplificatore.

CONSIDERAZIONE SULLA RESISTENZA D'ENTRATA E DI USCITA DI UN AMPLIFICATORE

In questo paragrafo metteremo in evidenza l'importanza della resistenza d'entrata e della resistenza di uscita.

Ammettiamo che lo schema di cui alla figura 1 si riferisca allo stadio amplificatore d'entrata di un voltmetro elettronico che utilizzeremo per misurare la tensione V_2 *che esiste nei punti «B» e «C» del circuito di cui alla figura 5, nel quale la tensione* V_1 *è applicata invece alle estremità del circuito e cioè in «A» ed in «C».*

In assenza dello strumento di misura tale tensione (cioè fra B e C) sarà uguale a:

$$V_2 = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Collegando al circuito il voltmetro elettronico equivale a sostituire la resistenza R_2 *con una resistenza di valore diverso* R_3 *per il fatto che in parallelo alla* R_2 *viene posta la resistenza dello strumento che indicheremo* R_{ent}, *e precisamente:*

$$R_3 = \frac{R_2 \; R_{ent}}{R_2 + R_{ent}}$$

Per cui R_3 *sarà tanto più bassa quanto più bassa sarà la resistenza* R_{ent} *dello strumento.*

Pertanto la tensione esistente fra i due punti «B» e «C», che indicherà lo strumento e che chiameremo V_{2a}, *sarà in*

questo caso uguale a:

$$V_{2a} = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

un valore certamente inferiore a quello di V_2 di cui alla relazione precedente. Ciò ci permette di affermare che in relazione alla sua resistenza d'entrata il voltmetro elettronico da una misura che non corrisponde alla realtà. Ed è questo il motivo per cui allo scopo di ridurre tale differenza di indicazione è indispensabile impiegare un amplificatore la cui resistenza d'ingresso sia la più alta possibile.

Lo schema di figura 6 si riferisce invece al caso della resistenza di uscita. Supponiamo che si tratti di un amplificatore di bassa frequenza alla cui uscita si debba collegare un altoparlante.

Sia R_{usc} la sua resistenza di uscita e R_{alt} l'impedenza caratteristica dell'altoparlante.

Se indichiamo con V_1 la tensione di uscita a vuoto dell'amplificatore collegando il carico R_{alt} (cioè l'altoparlante), avremo una nuova tensione di uscita V_2 che sarà data dalla seguente relazione:

$$V_2 = V_1 \frac{R_{alt}}{R_{usc} + R_{alt}}$$

da cui deriva che la potenza fornita dall'altoparlante sarà legata alla relazione:

$$P = \frac{(V_2)^2}{R_{alt}} = \frac{(V_1)^2 R_{alt}}{(R_{usc} + R_{alt})^2}$$

Ciò in pratica ci dice che la potenza di uscita è legata alla resistenza R_{alt}. Lo svolgimento matematico di questa relazione ci permette di tracciare la rappresentazione grafica, che riportiamo in figura 7, dalla quale è messo in evidenza come la potenza massima P_{max} si ottenga quando l'impedenza dell'altoparlante è identica alla resistenza di uscita dell'amplificatore cioè quando vi è adattamento d'impedenza.

LA MISURA DELLA RESISTENZA D'ENTRATA

Da quanto abbiamo detto nei paragrafi precedenti risulta evidente l'importanza di conoscere le caratteristiche di resistenza d'ingresso e di uscita di un amplificatore e che di conseguenza quando esse siano sconosciute sia necessario calcolarle.

La misura della resistenza d'entrata è piuttosto facile da calcolare ed a questo scopo è sufficiente realizzare un circuito di misura simile a quello indicato in figura 8.

Applicando all'ingresso dell'amplificatore una tensione V_1 attraverso una resistenza R_1 di valore noto, la tensione V_2 che si avrà ai morsetti di entrata «A» e «B» dell'amplificatore sarà data dalla relazione:

$$V_2 = V_1 \frac{R_{ent}}{R_1 + R_{ent}}$$

in cui R_1 è la resistenza di valore conosciuto mentre R_{ent} è la resistenza di entrata dell'amplificatore.

Partendo da questa relazione si può facilmente calcolare il valore sconosciuto cioè la R_{ent} nel seguente modo:

$$R_{ent} = \frac{V_2}{V_1 - V_2} R_1$$

Naturalmente nell'eseguire la misura della tensione ai morsetti «A» e «B» occorre avere l'accortezza di usare un voltmetro che abbia una resistenza d'ingresso molto elevata in modo cioè che la sua resistenza sia molto superiore al valore di resistenza che si deve misurare.

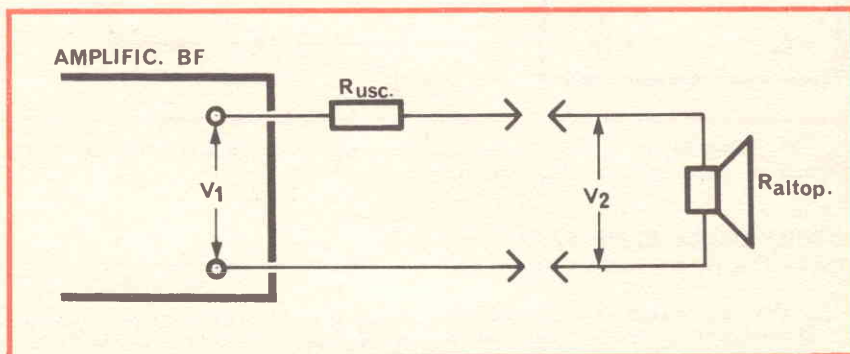



Fig. 6 - Disposizione circuitale atta a mettere in evidenza l'importanza della nozione di resistenza d'uscita.

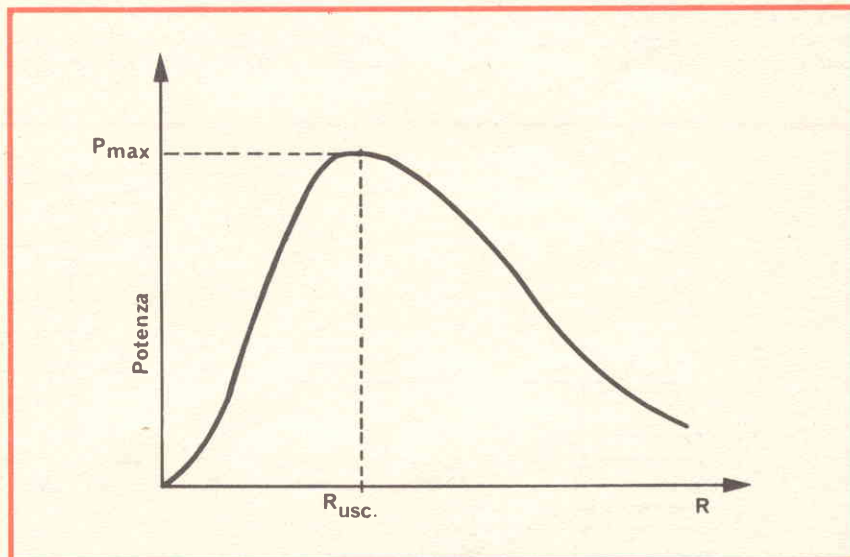



Fig. 7 - Curva caratteristica che mostra come si ottiene la massima potenza di uscita quando si hanno le condizioni di adattamento di impedenza fra la resistenza di uscita e quella dell'altoparlante.

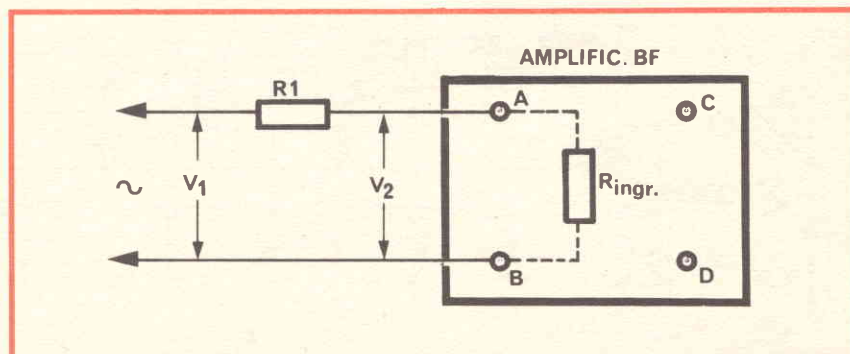



Fig. 8 - Disposizione circuitale classica per eseguire la misura della resistenza d'entrata o d'ingresso di un amplificatore di BF.

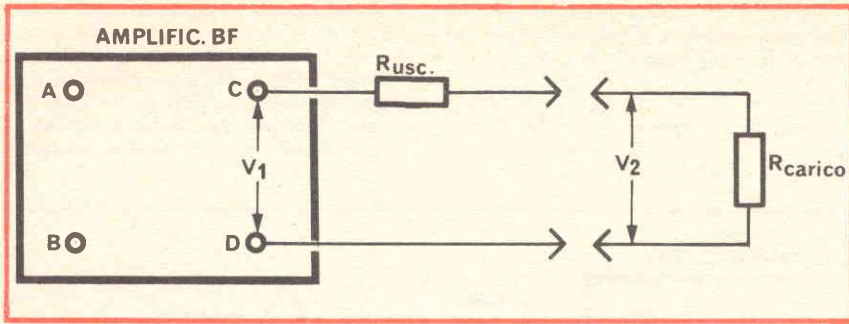



Fig. 9 - Disposizione circuitale classica per eseguire la misura della resistenza d'uscita di un amplificatore di BF.

MISURA DELLA RESISTENZA DI USCITA DI UN AMPLIFICATORE

Per misurare la resistenza di uscita di un amplificatore di bassa frequenza in pratica si deve realizzare un circuito simile a quello indicato in figura 9.

Quando nessun carico, come abbiamo già spiegato nel dare la definizione di resistenza di uscita, è collegato in uscita la V_1 è uguale alla V_2; se invece all'uscita «C» «D» si collega un carico «R» di valore noto si avrà che:

$$V_2 = V_1 \frac{R}{R + R_{usc}}$$

in cui R come detto corrisponde al carico, R_{usc} alla resistenza di uscita. Da tale relazione ne deriva l'altra che permette di calcolare per l'appunto la resistenza di uscita:

$$R_{usc} = \frac{V_1 - V_2}{V_2} R$$

Anche in questo caso le due misure, con carico e senza carico, dovranno essere effettuate con un voltmetro di elevata resistenza rispetto al valore della resistenza di uscita allo scopo di non alterare il significato delle misure.

MISURATORE D'IMPEDENZA T.E.S. Modello MI 471

Il misuratore d'impedenza della T.E.S. modello MI 471, è uno strumento portatile alimentato a pile e di semplice manovra che permette di eseguire la misura diretta di impedenza da 0,2 Ω a 50 kΩ alla frequenza di 1 kHz, con oscillatore incorporato, oppure fino a 100 kHz, con oscillatore esterno. E' possibile eseguire anche la misura di impedenze che siano percorse da corrente continua, che dovrà essere fornita da un alimentatore esterno. Con tale strumento, il cui schema elettrico è visibile in figura 10 è possibile eseguire la misura di tensioni alternate da 10 mV a 100 V con banda passante da 10 Hz a 200 kHz.

Si tratta pertanto di un apparecchio che è molto utile per controllare il comportamento di impedenze, od anche di resistenze impure, in funzione della frequenza, per la verifica del carico su amplificatori di bassa frequenza e per altre innumerevoli misure di laboratorio, sempre nel campo della bassa frequenza.

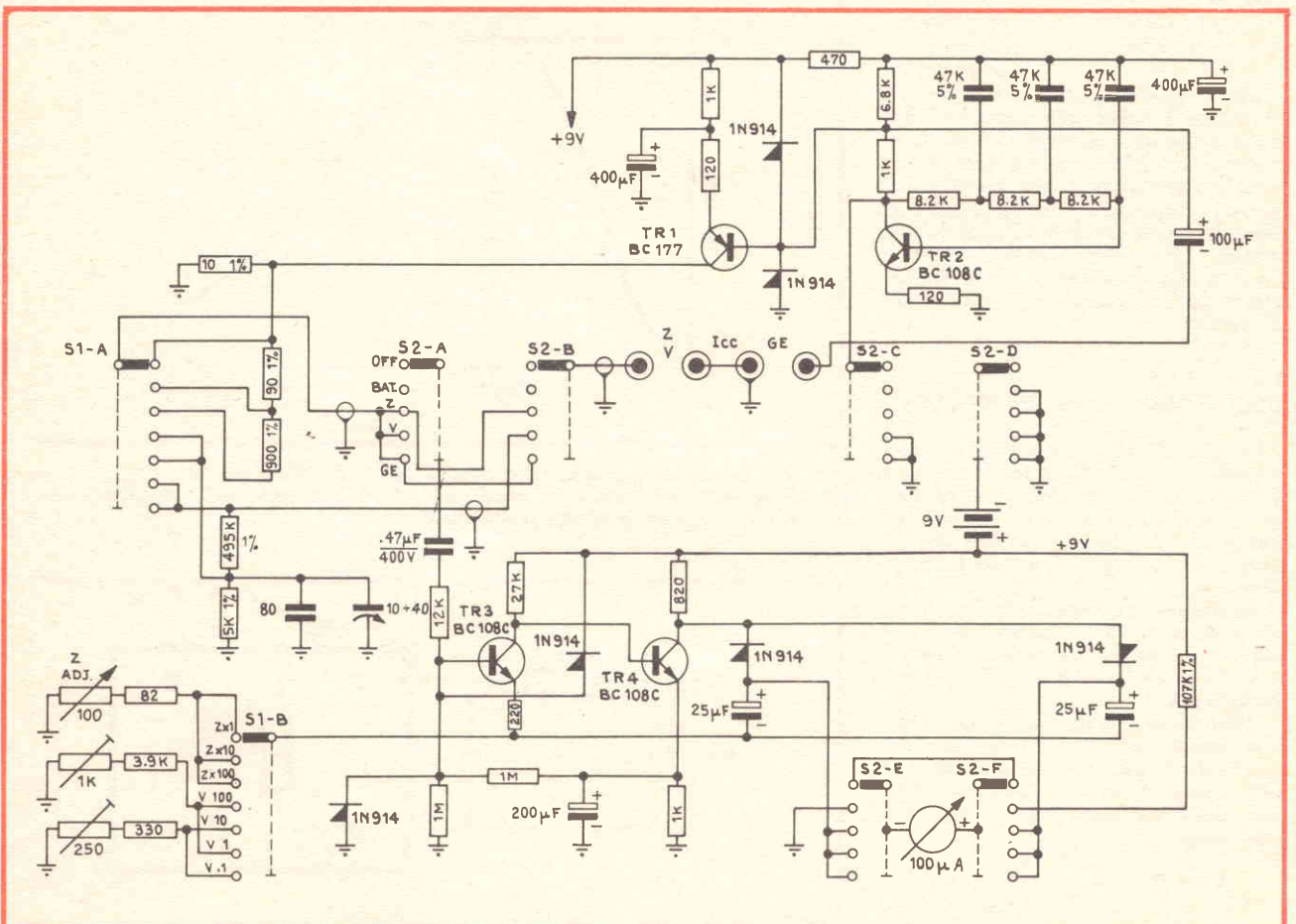



Fig. 10 - Schema elettrico del misuratore d'impedenza della Tecnica Elettronica System, TES modello MI 471 per misure di impedenza da 0,2 Ω a 50 kΩ.

Le caratteristiche tecniche di questo misuratore di impedenza le cui caratteristiche esterne sono mostrate in figura 11 sono le seguenti:
Campo totale di misura dell'impedenza: *da 0,2 Ω a 50 kΩ.* Portate di misura dell'impedenza: *x 1, x 10, x 100.* Frequenza di misura: *generatore interno a 1000 Hz ± 2%, con generatore esterno da 10 Hz a 100 kHz.* Tensione richiesta: *circa 300 mV_{eff}.* Misura di impedenza percorsa da corrente continua: *portata x 1, fino a 500 Ω, I_{max} = 0,3 A; portata x 10, fino a 5 kΩ, I_{max} = 0,1 A; portata x 100, fino a 50 kΩ, I_{max} = 30 mA.* Precisione misura impedenza: *migliore del 5%.* Portate di misura della tensione: *0,1 - 1 - 10 - 100 V_{fs}.* Campo di frequenza: *da 10 Hz a 200 kHz.* Impedenza d'ingresso del voltmetro: *250 kΩ con 35 pF circa.* Precisione misura delle tensioni: *migliore del 3%.* Alimentazione: *a pile di tipo normale lunga autonomia.* Dimensioni *180 x 130 x 85 mm.* Peso: *circa 1500 gr.*

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

L'apparecchio è costituito essenzialmente da un oscillatore RC a 1 kHz, da uno stadio separatore e da un millivoltmetro.

L'oscillatore RC è del tipo phase-shift facente capo al transistore Tr2. Esso genera il segnale a 1000 Hz con una precisione e costanza che sono contenute entro il 2%.

Lo stadio separatore comprende il transistore Tr1 e provvede ad applicare il segnale alle resistenze campioni che costituiscono un partitore in serie con l'impedenza sconosciuta che si deve misurare.

Lo stadio separatore, essendo predisposto per ricevere alla base del transistore un segnale fornito da un generatore esterno, è protetto da una coppia di diodi.

Il millivoltmetro è costituito da un amplificatore di cui fanno parte i due transistori Tr3 e Tr4 ed il milliamperometro inserito nel circuito di controreazione, una soluzione questa che permette di ottenere una buona linearità della scala.

Anche l'ingresso del transistore Tr3 è protetto da una coppia di diodi. L'attenuatore agisce alternativamente sull'ingresso e sulla controreazione a seconda della portata.

Come generatore esterno per effettuare misure di impedenze su frequenze comprese fra 10 Hz e 100 kHz è consigliabile l'impiego del generatore T.E.S. modello G 1165 B mentre per l'esecuzione di misure di impedenze percorse da corrente continua è consigliabile l'alimentatore esterno T.E.S. modello AS 567 C.

CASSETTE DI RESISTENZE DI PRECISIONE - UNAOHM Modello BL 56

La cassetta di resistenze della Unaohm BL 56, contiene delle resistenze di paragone nel campo che va da 1 Ω a 1.111.111 Ω con scatti di 1Ω, con una precisione sufficiente per le normali esigenze dei laboratori elettronici. Pur avendo la cassetta un ingombro limitato le resistenze in essa contenute hanno una dissipazione sufficiente da consentirne l'impiego nei normali circuiti elettronici.

Gli elementi impiegati nelle singole decadi presentano induttanza e capacità trascurabili in tutto il campo delle frequenze acustiche.

I due terminali di uscita sono isolati da massa e se necessario uno di essi può essere collegato alla massa stessa mediante un apposito morsetto. Tali decadi sono contenute in una cassetta di lamiera di ferro con pannello in metallo plastificato come mostra la figura 12.

Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti:
Resistenza per decade: *1, 10, 100, 1000, 10.000, 100.000 Ω.* Precisione: *± 1%, ± 0,1 Ω.* Tipi di resistori usati: *a filo, con avvolgimento antinduttivo da 1 Ω a 100 Ω, chimico per i valori superiori.* Corrente massima ammessa: *1 A per 1; 300 mA per 10; 100 mA per 100; 30 mA per 1000; 10 mA per 10.000; 3 mA per 100.000.* Dimensioni: *420 x 100 x 75 mm.* Peso: *2000 gr.*

NOTE PRATICHE CONOSCETE LA LEGGE DEI 400.000 o 500.000?

Considerato che questa puntata l'abbiamo dedicata ad argomenti che interessano la bassa frequenza cogliamo l'occasione per riferire di una legge, piuttosto empirica, che è molto considerata all'estero e dove in qualche paese è nota con il nome di legge dei 500.000 *in altri dei 400.000 ed in altri ancora con valori prossimi a questi due...*

Essa interessa la larghezza di banda degli amplificatori di bassa frequenza la quale come si sa deve mantenere un certo equilibrio fra le frequenze alte e le frequenze basse in maniera tale che i toni acuti non possano prevalere eccessivamente sui bassi e viceversa che i toni bassi a loro volta non prevalgano sui toni acuti.

Sono dovute proprio alla mancanza di questo equilibrio quelle riproduzioni eccessivamente cupe in cui evidentemente prevalgono i bassi e le altre altrettanto fastidiose caratterizzate da esecuzioni stridule o per lo meno sgradevoli, in cui prevalgono gli acuti.

I limiti di frequenza della banda passante di un amplificatore dovranno essere pertanto proporzionali all'ampiezza della banda stessa. Così se ammettiamo che un amplificatore HI-FI abbia una banda passante da 20 Hz a 20.000 Hz, un amplificatore di uso corrente non potrà essere realizzato in modo che la sua larghezza di banda vada, ad esempio da 20 Hz a 10.000 Hz ma, come il limite delle frequenze alte è stato ridotto si dovrà aumentare proporzionalmente il limite delle frequenze basse portandolo ad esempio da 20 a 40 Hz.

La legge dei 500.000 ci dice che per mantenere questo equilibrio occorre moltiplicare fra loro le due frequenze limite, cioè la frequenza più alta e quella più bassa in modo da ottenere il prodotto di 500.000. Ad esempio un amplificatore la cui larghezza di banda sia di 20 ÷ ÷ 25.000 Hz risponderebbe esattamente a questa regola, infatti 20 x 25.000 = = 500.000. Altri, come abbiamo detto, pensano che il valore ideale sia di 400.000 per cui a una frequenza limite dei bassi di 20 Hz dovrebbe corrispondere la frequenza più elevata degli acuti di 20.000 Hz (20 x 20.000 dà infatti il risultato di 400.000). Da cui si deduce che un amplificatore con limite degli

Fig. 11 - Il misuratore d'impedenza di cui in figura 10 è mostrato lo schema elettrico. Questo strumento consente anche la misura delle tensioni alternate da 10 mV a 100 V con banda passante 10 Hz ÷ 200 kHz.

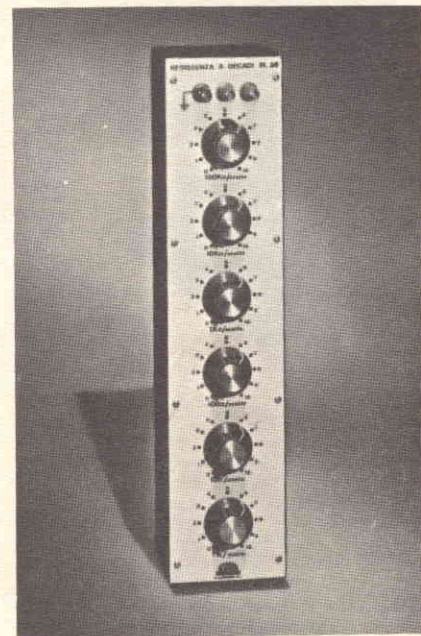



Fig. 12 - Cassetta di resistenza da 1 Ω a 1.111.111 Ω, precisione ± 1% a 6 decadi della UNAOHM, modello BL 56.

acuti a 10.000 Hz dovrà avere il limite dei bassi a 40 Hz e un amplificatore telefonico con frequenza limite superiore di 4000 Hz dovrà avere la frequenza limite inferiore di 100 Hz e così via.

Dobbiamo riconoscere che pur trattandosi di leggi empiriche, esse in effetti sono molto prossime alla realtà per i motivi che abbiamo detto prima e consentono cioè di poter calcolare le condizioni di giusto equilibrio fra frequenze limite.

Ci si può obbiettare che negli amplificatori HI-FI tale regola è ben poco rispettata infatti in un amplificatore di questo tipo la cui larghezza di banda si estenda da 30 Hz a 30.000 Hz bisogna fissare la regola dei 900.000... ma in effetti occorre considerare che questi complessi dispongono di controlli separati dei toni alti e dei toni bassi e di controlli fisiologici mediante i quali è possibile raggiungere il giusto compromesso fra le due frequenze limite cioè l'equilibrio al quale accennavamo.

PUBBLICAZIONI UTILI PER IL TECNICO

Rossi A., E. Coppi - Impianti di terra di funzionamento e di protezione - *Norme di legge, metodi di realizzazione, criteri di progettazione e di costruzione. L. 5.000. Edizioni Hoepli.*

Giorli E. L'aritmetica e la geometria dell'operaio con nozioni di algebra. *Ad uso dei capi operai e dei tecnici, L. 1.000. Edizioni Hoepli.*

Dizionario in sette lingue, *inglese, russo, francese, spagnolo, italiano, olandese,* tedesco dei termini Radio, televisivi e antenne. *20.000 voci edizioni Fizmatgiza, Mosca, L. 800.*

Dizionario elettrotecnico Internazionale produzione, trasmissione e distribudell'energia elettrica, *russo, tedesco spagnolo, italiano, olandese, polacco e svedese. Enciclopedia Sovietica, Mosca L. 1.200.*

Come sopra, centrali di produzione d'energia elettrica per via nucleare. *Enciclopedia Sovietica, Mosca, L. 1.100.*

Come sopra, radiologia e fisica radiologica; *Enciclopedia Sovietica, Mosca L. 1.200.*

Come sopra, registrazione e misurazione dei raggi ionizzanti per mezzo dell'elettricità. *Enciclopedia Sovietica, Mosca. L. 1.000.*

N. Carusso - Radioelettronica - *Volume 1° teoria dei circuiti, circuiti a transistori a bassa frequenza, tecnica impulsiva. Volume 2°, circuiti a radiofrequenza, trasmissione e ricezione di segnali modulati, sistemi di televisione, sistemi radar. Edizioni Cremonese, Via della Croce, 77 - Roma.*

RIVISTE ELETTRONICHE IN LINGUA TEDESCA

FUNKSCHAU - *radio, fernsehen, elektroakustik, elektronik. Ed. Franzis-Verlag, abt. Zeitschriften-Vertrieb, 8 Munchen, 37 (Postfach 370120).*

E.L.O. - *elektronik für Praxis und Hobby, Ed. Franzis-Verlag.*

ELEKTRONIK - *fachzeitschrift für angewandte elektronik und datentechnik. Ed. Franzis-Verlag.*

FUNKTECHNIK - *1, Berlin 52, Eichborndamm, 141-167.*

RME - Radio Mentor Elektronik. *D. 1.000, Berlin 33, Menzelstr. 13.*

INDIRIZZI UTILI - Regolatori elettronici di temperatura:

Elesta, *V.le G. Cesare, 20 Como*

Metrawatt *Italiana, Via Teglio, 9 - Milano.*

Volpato L. Via Devoto, 10 - Milano.

Romano & Pireddu, *Applicazioni elettroniche, Via Ticinello, Pavia.*

Thermel Italiana, *Via Masaccio, 107 - Firenze.*

T.E.M. Controlli - *Via Provinciale - Pavia.*

IL RETTIFICATORE EHT A "MOLTIPLICATORE" UNO DEI CLASSICI "PUNTI DEBOLI" NEI TVC

a cura di Gianni BRAZIOLI

Sul banco del riparatore fioccano sempre più frequenti i televisori Color. Il Serviceman deve quindi aggiornarsi, preparandosi a risolvere nuovi problemi, approfondendo la conoscenza di nuovi circuiti.
In questo articolo, un esperto parla pianamente del rettificatore EHT detto dagli americani «a Pompa» ed in Europa «a Moltiplicatore».
Questo sistema già impiegato nei TVC della serie «intermedia», o «ibrida» (valvole più transistori e semiconduttori diversi) si è rivelato bisognoso di vari (e nei casi più sfortunati anche insistiti) interventi.
Cosa succede in un moltiplicatore? Come funziona? Perché si rompe? Lo vedremo di seguito.

Il classico riparatore TV, che aveva ormai «presa comoda» la professione, assumendo di sapere quel che v'era da imparare, oggi è seccatissimo perché la sua culla di sicurezza si è rotta. Sono infatti piombati sul suo banco nuovi «antagonisti» **i TVC.** Questi «stramaledetti» Colors, almeno per chi è impigrito, lasciando da parte l'informazione e l'aggiornamento, sono ricchi di trabocchetti e sintomi ingannevoli.

Tecnici che ormai si ritenevano ferratissimi, «scafati», come si dice a Roma, pronti a risolvere sveltamente ogni genere di guasto sono entrati in crisi «da svuotamento di nozioni». Infatti in relazione al Chroma rotolano in un gran pallone vedendo parti dannatamente sconosciute come cristalli e linee, circuiti incomprensibili genere «Color Killer» (cos'é, un transistore che spara sull'arcobaleno?) e simili. Tra l'altro, i TVC non molto recenti ed i Secam anche recenti, malgrado tutti i possibili stabilizzatori e correttori, ogni tanto mostrano gli elefanti del circo Verdi con gaie sfumature violette, mentre Mariolina Cannuli (nelle emissioni sperimentali) e Mascia Cantoni (nelle emissioni seguite generalmente dalle Alpi a Roma in PAL) appaiono col viso maculato in modo da far sospettare le più tremende epidemie. Ed è arduo ridar loro un colorito sano, quello che hanno al naturale!

Ma che bello il cielo giallo-arancione da racconto di fantascienza, il sole blu, l'erba rossa. Cose, non di un altro mondo, ma appunto «dell'altro mondo» per il malcapitato «benchman»

Quanto prima diremo come rettificare i fenomeni che danno l'impressione di esser stati colti da un improvviso quanto tremendo Daltonismo; ma poiché ci è stato chiesto dalla Redazione di trattare al momento i difetti **più diffusi,** anche se meno **spettacolari** dei TVC, non possiamo non porre il dito su di una parte «dolente», che almeno per molte marche principali dà fastidi radicali: lo schermo che si spegne, ad esempio!

Questa sezione circuitale è il rettificatore-moltiplicatore di rado impiegato nei circuiti in bianco-e-nero. quindi poco noto alla maggioranza dei riparatori che vengono dalla pratica.

Diamogli una buona occhiata.

A cosa serve questo complesso? Semplice, ad elevare una tensione EHT non troppo alta alla sorgente, che appunto essendo tale, non crea soverchi problemi per l'isolamento del trasformatore di riga e richiede **poco rame:** un metallo che va divenendo sempre più scarso e prezioso.

Vi sono altri e diversi incroci di parametri vantaggiosi, ma se li dovessimo dettagliare cadremmo nel teorico più vieto, il che sarebbe contrario ad una descrizione che deve essere compresa da chiunque sia interessato all'argomento.

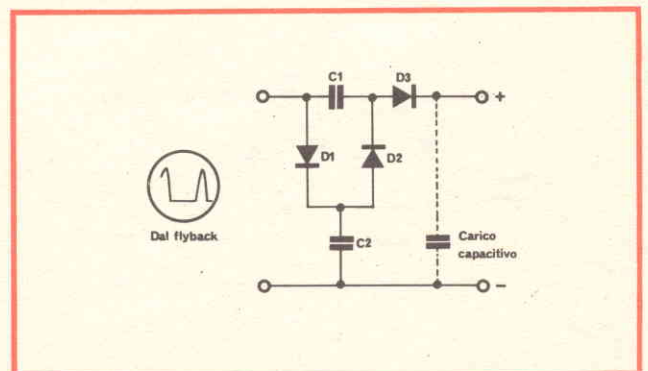



Fig. 1 - Duplicatore di tensione.

IL MOLTIPLICATORE DI TENSIONE BASILARE

Naturalmente, il più semplice elevatore è quello che duplica la tensione fornita, che si vede nella figura 1.

L'ingresso di questo è impulsivo, allacciato agli impulsi che provengono dal trasformatore flyback. Durante il momento positivo del funzionamento D1 conduce e C2 si carica al valore di picco della tensione. Mentre la situazione è inversa (il «pennello» si muove nella direzione contraria) l'ingresso ha un valore limitatissimo; per cui il potenziale accumulato dal C2 appare ai capi dei D1 - D2. Il primo è collegato inverso, ma il secondo è nel senso della conduzione, quindi la carica passa dal C2 al C1, che si carica a sua volta. Il nuovo impulso che si presenta all'ingresso, durante la riga ulteriore, si somma ai valori precedenti, per cui C1 assume il doppio del valore iniziale e D3 «vede» una duplicazione reale della tensione e trasferisce al carico questo valore ricavato con due impulsi successivi.

Un triplicatore di tensione, opera esattamente nello stesso modo, con uno stadio aggiunto (diodi più condensatori), come si vede nella figura 2.

E' interessante notare che, procedendo in questo modo, non si «moltiplica» ma si «addiziona» la tensione di picco, sicché parlare di **moltiplicatore** non è poi alla fine molto esatto, ed il termine si riferisce al risultato, più che al modo.

Infatti se uno stadio duplica la tensione, un altro la **triplica,** invece di **quadruplicarla** come suggerirebbe il termine. Matematicamente, infatti possiamo dire che i diodi sono sempre (2n - 1) ove «n» è l'aumento richiesto. Infatti per un duplicatore abbiamo «n=2» ma i diodi sono tre. Per un triplicatore «n=3» ma i diodi sono cinque. Analogamente vale per il conteggio dei condensatori, senonché il carico finale non è una ulteriore capacità, ma il CRT, il tubo.

Il prelievo del potenziale di fuoco

Un tempo, nei TVC, il circuito di focalizzazione impiegava appositi circuiti, ma oggi praticamente qualunque televisore preleva la tensione dal moltiplicatore EHT, come si vede nelle figure 3 e 4. La relazione tra questo potenziale e il valore massimo assoluto, garantisce infatti l'integrità del CRT che difficilmente può essere in tal modo soggetto a tensioni grandemente irregolari o inverse, come si vuole assicurare, ma non era assicurato dai circuiti meno perfezionati che talvolta potevano dare sovracorrenti distruttive.

Fig. 2 - Circuito di principio del triplicatore.

La tipica alimentazione di un CRT colore

Un tubo CRTV (cromatico) di tipo usuale, necessita di una EHT pari a 25.000 V, con un massimo assoluto di 27,5 kV.

Per ottenere circa 25 kV, al triplicatore EHT è presentato un impulso dall'ampiezza di 8,4 kV a compensare le piccole perdite che si hanno nel moltiplicatore. **Considerato che i componenti devono avere il valore di lavoro eguale alla differenza tra stadio e stadio, e non certo a quella generale,** i condensatori impiegati possono essere, da 10.000 V (10 kV) e i diodi analogamente. La corrente richiesta sarà di appena 1,5-2 mA, dato che il CRT non assorbe di più, se è in normali condizioni operative.

Nei moduli moltiplicatori di tensione del commercio, si impiegano quasi sempre condensatori da 1.500 pF a 10.000 V di lavoro, e uno dei rettificatori preferiti è il modello BY182, oppure BY187 che ha una corrente massima di 2,5 mA una tensione diretta di 10,5 kV.

Certi rettificatori «integrali» a triplicatore, come il BG 1859 641 che dominano nei TVC attuali, sono previsti per un ingresso a 8,6 kV, hanno una Ioutput di 1,5 mA, possono lavorare sino a 65 °C e presentano una resistenza interna di 500.000 Ω.

Per tornare ai modelli meno recenti, i moduli GEC-CGE-GE (General Electric Europa) ed i vari Bair, Sobell ecc, impiegano diodi del tipo BY140 con dei condensatori da 1.000 pF (12.000 VL)

Non pochi TVC recenti, infine, impiegano un circuito come di solito rettificatore-triplicatore, ma rielaborato nella connessione dei condensatori, e con una unica uscita per l'EHT e per la tensione del fuoco che è ottenuta mediante un VDR: figura 4.

Cenno sull'alimentazione EHT a triplicatore nei «bianco e nero»

Mentre i progettisti elaboravano i complessi EHT per apparecchi Color, si devono essere accorti che la soluzione poteva essere assai conveniente anche per gli chassis monocromatici; infatti, oggi, specie nei portatili, molte marche utilizzano tale sistema. Non comprendendo la presa per il circuito del fuoco, in questi, generalmente il circuito è semplificato. Si tratta di un triplicatore a cinque diodi e quattro condensatori tradizionalissimo, che prevede un ingresso a 6,3 kV ed un valore di uscita di 20 kV: fig. 5.

Non di rado, per abbondanza, nei moduli innestabili, si impiegano ugualmente diodi BY187 (01) BY182 ed i vecchi BY140 (01 - 02). In qualche modulo si incontra il diodo marcato «X80-150» oppure «W-500» le cui sigle non hanno particolari signifi-

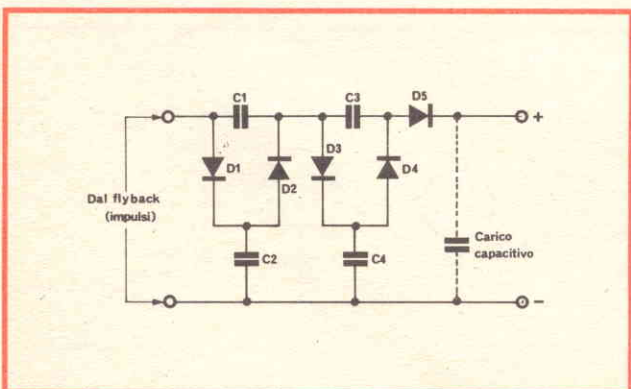
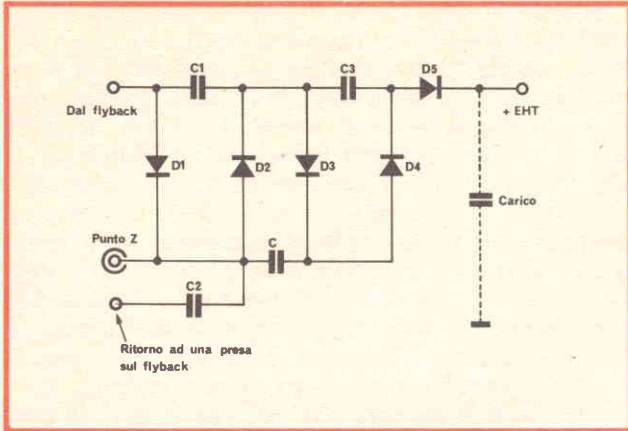



Fig. 3 - Triplicatore di normale impiego negli EHT. La tensione per il fuoco è ricavata dal punto «Z».

Fig. 4 - Triplicatore EHT di normale impiego con sorgente della tensione «fuoco» regolata mediante VDR.

cati. Si tratta di disposizioni di origine britannica, che equivalgono al BY187-00 (BY187).

E' da notare, che gli chassis in bianco e nero richiedono una corrente EHT minore, rispetto ai Colors, quindi le equivalenze di impiego sono più che mai valide.

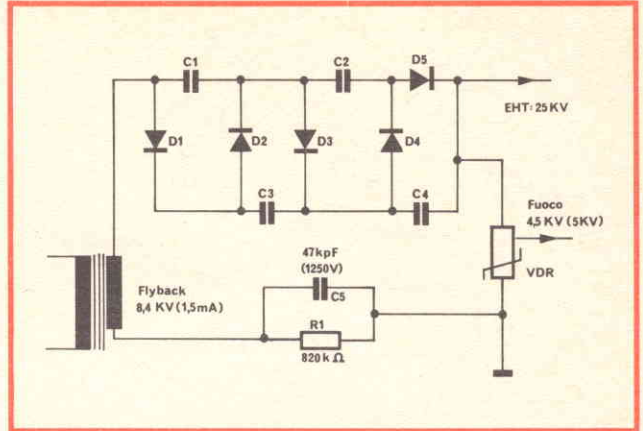
Qualche vantaggio dell'impiego del triplicatore, più in esteso

Sebbene in questo articolo ci si sia prefisso di evitare ogni nota non necessaria, e soprattutto teorica «pura», non si può tacere che il triplicatore consente di trascurare ogni problema relativo alla regolazione **shunt** dell'EHT, e questo lato del problema è assai importante perché si evita in tal modo la temutissima (non a torto) emissione di raggi X. Tanto temuta da causare negli U.S.A. il ritiro di una intera partita di centinaia di migliaia di televisori che pare fossero un serio pericolo per la salute degli utenti, anni addietro.

La mancanza di shunt consente di alleggerire gli schermi e di abbassare notevolmente i costi, con la maggior sicurezza.

Abbiamo già accennato alla riduzione nel peso del rame, nella massa del trasformatore, della necessità di isolamento, ovvia conseguenza della minor tensione richiesta all'uscita. Comunque, è da notare anche che l'assenza della rettificatrice EHT, impiegata nei modelli di TVC precedenti all'introduzione di questo sistema, ha «irrobustito» gli apparecchi, che entravano non di rado in panne per cause legate alla microfonicità, all'esaurimento o alla bruciatura del tubo. Lo stesso riparatore, avendo a che fare con tensioni assai minori nel trasformatore EHT gode di minori pericoli, ma soprattutto non deve più «impazzire» con la famosa regolazione della trappola della terza armonica che qualche sfortunato conosce (!).

Problemi posti dall'alimentazione EHT a triplicatore

Naturalmente, in questi circuiti, vi sono due sole possibilità di guasto; o salta un diodo, o un condensatore.

In certe marche, però, come abbiamo detto, le rotture non sono infrequenti, ma anzi piuttosto fastidiose e ripetute.

Nei moderni rettificatori-modulo incapsulati, se qualcosa si interrompe, in genere lo schermo diviene buio. Cossicché, essendo presente l'alimentazione generale, il guasto ha una diagnosi immediata, e la sostituzione risulta piuttosto elementare, **disponendo del ricambio.** Già, questo purtroppo è il solito «motivo triste» che perseguita il serviceman TVC.

Comunque, se salta il triplicatore incapsulato non vi è nulla da fare ed è necessario cercare il sostituto sin che non lo si trova.

Il lettore-tecnico, **si guardi bene** da effettuare sostituzioni avventate, collocando un blocchetto-triplicatore di una marca su di uno chassis di un'altra, perché possono accadere sorprese davvero sgradevoli; i terminali spesso sono confusi e non seguono uno standard preciso, vi sono uscite secondarie e «test point». In sostanza, è facilissimo combinare qualche grosso guaio, del genere della bruciatura dell'EHT, di circuiti secondari difficili da regolare anche una volta ripristinati e via con cose del genere.

Nei triplicatori «subpannello» di vecchio tipo, l'interruzione di un diodo, generalmente causa una caduta nella luminosità e si vede una linea scura che

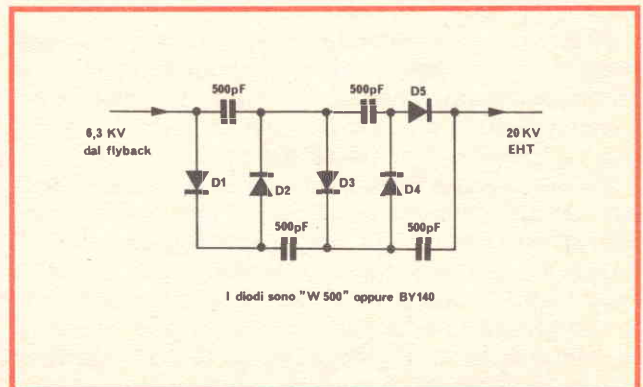



Fig. 5 - Triplicatore di tensione per chassis in bianco e nero.

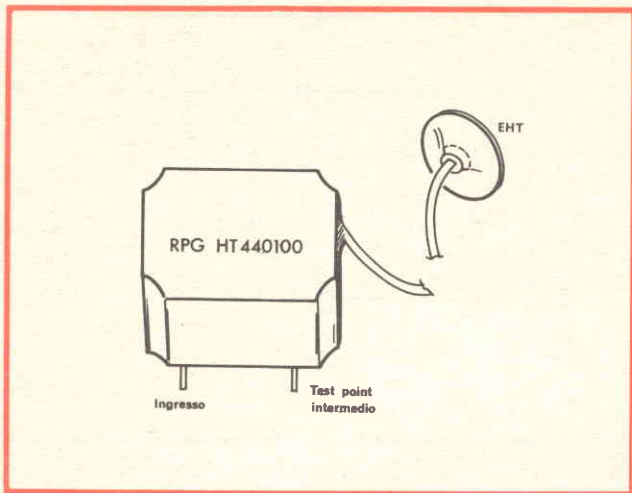



Fig. 6 - Triplicatore incapsulato per TV portatili in bianco e nero (RPG).

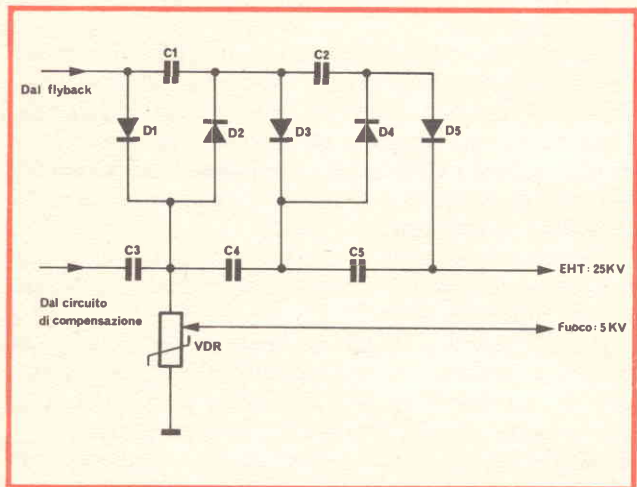



Fig. 7 - Triplicatore EHT impiegato nel nuovo chassis GBC UT/3060 ed in analoghi televisori a colori.

attraversa lo schermo, mentre l'audio produce uno scroscio sfrigolante e scoppiettante.

Contemporaneamente si può notare (ma questo non sempre è vero) un fenomeno di «blooming», con l'immagine che si oscura e corre verso i limiti dello schermo.

Naturalmente i controlli nulla possono, per contrastare questo genere di difetti, quindi i sintomi sono precisi ed inequivocabili e la diagnosi, è elementare.

Meno facile è dire «cosa conviene fare» in merito alla riparazione. Una volta tanto.

Questo, perché quando un diodo si guasta, nella rete elevatrice scorre di colpo un impulso di extracorrenti ed extratensioni tale da «**danneggiare**» i diodi rimanenti, che poi possono andare fuori uso uno dopo l'altro in modo da richiedere continui interventi, con grande fastidio per l'utente, e grande imbarazzo per il tecnico. Togliere tutto il blocco e gettarlo via, in sostanza, può risultare una eccellente misura prudenziale.

Si conosce peraltro casi di EHT riparate che hanno continuato a funzionare come se nulla fosse stato per anni... decida quindi «l'addetto», considerando però, che almeno di questi tempi, chi possiede un TVC non ha la stretta necessità di risparmiare poche migliaia di lire, mentre apprezza la riparazione **definitiva.** Il non aver più fastidi, almeno per un tempo ragionevole.

Il guasto in un condensatore è altrettanto facile da diagnosticare. L'EHT cala grandemente, lo schermo appare «barrato» e manifesta un effetto di blooming. Comunque, i condensatori si guastano assai meno frequentemente dei diodi, perché le Case costruttrici, in genere li dotano di tensioni di isolamento superiori a quelle nominali, proprio ad evitare incidenti vari.

Ultimiamo il discorso, dicendo che le EHT a moltiplicatore, talvolta sono soggette ad uno di quei guasti da far rizzare i capelli anche al tecnico più scaltrito. Si tratta **dell'intermittenza** in uno dei condensatori, che ogni tanto tende ad aprirsi o a scaricare internamente. Quando ciò accade, si nota un baluginìo sullo schermo, mentre nell'audio appare un forte scroscio crepitante. Poi tutto torna alla normalità per un'ora, magari per due, o un giorno, e, puntuali, il lampeggio ed il rumore si verificano all'accensione dall'apparecchio, magari due o tre volte di fila, poi più nulla... Così di seguito.

Certo, un difetto del genere può essere causato da qualunque cortocircuito intermittente nascosto in qualunque sezione dell'apparecchio.

Se però la scarica è forte, ed è forte anche la variazione nella luminosità, il moltiplicatore può essere sospettato a ragione.

Sfortunatamente, oggi, non sono molti i laboratori che dispongono di alimentatori in grado di erogare una EHT di 12.000 oppure 13.000 V, con una bassa corrente. Diciamo sfortunatamente, perché il miglior modo per collaudare un condensatore sospetto di questo genere, è dargli «un colpetto di sovratensione»: infatti, se è già difettoso, in tal modo si rovina del tutto, e vale certo la pena di cambiarlo salvando il resto del triplicatore o quadruplicatore EHT.

MOSTRA MERCATO DEL RADIOAMATORE

Il Comitato Organizzatore della Mostra Mercato del Radioamatore di Pescara ha deliberato di tenere l'annuale Manifestazione nei giorni 29-30 novembre 1975.

Alla edizione di quest'anno verrà dato particolare risalto in quanto la Mostra giunge al decimo anno di vita con un alto indice di qualificazione.

Infatti l'invito ad esporre prevalentemente apparati e materiali per radioamatori, accolto favorevolmente dagli espositori, ha meglio orientato il mercato aumentando stima e fiducia anche da parte dell'A.R.I. che patrocina la Manifestazione.

Coloro che sono interessati a partecipare sono invitati a far pervenire la loro adesione di massima al più presto, segnalando quanti elementi banco (m. 1,80 x 0,90 circa cadauno) desiderano e tenendo conto che il contributo resta fissato in L. 13.000 per ogni elemento anzidetto.

Il Comitato esaminerà le domande e provvederà a confermarle, nei limiti delle disponibilità, fissando il termine e le modalità per l'invio del contributo.

LA DEVIAZIONE ORIZZONTALE NEI TV A TRANSISTORI

a cura del dott. A. RECLA

In questo articolo illustriamo un circuito di deviazione orizzontale con un transistore finale. La caratteristica principale in questo caso è rappresentata dal fatto che il transistore finale, durante una parte del periodo di riga, viene attraversato dalla corrente in direzione inversa. In questo caso non è necessario l'uso di un diodo supplementare di guadagno (collegamento diodo in parallelo). Come nel circuito a tiristori, il transistore in qualità di commutatore, è posto direttamente in parallelo con la bobina di deviazione. Il trasformatore serve esclusivamente a generare alta tensione e non, come nel circuito a valvole, all'adattamento d'impedenza.

CIRCUITO DI PRINCIPIO E ANDAMENTO DELLA DEVIAZIONE ORIZZONTALE

La figura 1 illustra come esempio il circuito di principio di un televisore in bianco e nero Telefunken tipo 211, dove T1 è il transistore di comando (BC 337), T2 il transistore finale (BU 205), TR1 il trasformatore d'entrata, L_{as} le bobine di deviazione, C_s il condensatore, L1 l'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita di riga.

A differenza del circuito a valvole e del circuito a tiristori in cui normalmente sono inseriti rispettivamente due e quattro componenti attivi per il comando delle funzioni parziali (andata, ritorno, recupero d'energia), nella deviazione a transistori, ad eccezione dello stadio di comando, esiste solo il transistore finale. Esso funziona da commutatore (a volte in conduzione, a volte in interdizione) e, nella fase di recupero d'energia, ha funzionamento inverso, cioè la corrente lo attraversa in senso contrario. Poiché le singole fasi operative non sono facilmente riconoscibili, queste vengono meglio chiarite nella figura 2 con degli schemi sull'andamento della corrente

Solitamente si inizia a considerare quanto avviene durante un periodo di riga circa a metà dell'andata (fig. 2a e punto 1 della fig. 3).

Andata, 2ª parte (fig. 2a e punto 1 fig. 3)

Come si rileva dallo schema, la corrente passa da $+U_b$ attraverso L1 e analogamente dal condensatore C_s caricato su U_b attraverso L_{as}, arrivando al transistore T2 che è in fase di conduzione. In questa fase T1 è bloccato, U_{CET1} è molto alta e la tensione di base U_{BE} di T2 è positiva. Deve esistere una sufficiente corrente di base I_B affinché il transistore T2 lavori in campo di saturazione.

La capacità di C_s è elevata (0,18 μF), la diminuzione di tensione dovuta alla perdita di carica è quindi trascurabile, quindi la corrente aumenta linearmente attraverso L_{as}.

Ritorno, 1ª parte

Sul margine destro del quadro T2 deve bloccarsi. Perché ciò avvenga, è necessario rendere positiva la tensione di base di T1 qualche μs prima. T1 conduce, la tensione del collettore va a zero. Si ha quindi un comando negativo di chiusura sulla base di T2 (fig. 2b). La fase sopra indicata è necessaria per eliminare le portanti del carico accumulate sulla base. La corrente di base di T2 varia rapidamente da ca +0,8 A a −0,8 A. Se la base è libera da portanti del carico in eccedenza, la corrente di base passa al valore zero. T2 si blocca e inizia il riflusso. Il circuito costituito da L1 / L_{as} e dal condensatore C_r può oscillare liberamente alla sua propria frequenza, che è notevolmente maggiore di quella della fase di andata, poiché $C_r \ll C_s$, e C_s può quindi essere trascurato. C_r viene caricato dall'energia magnetica accumulata soprattutto in L_{as} con corrente decrescente. Così si spiega l'andamento della corrente illustrato nella fig. 2b (punto 2 fig. 3).

Ritorno, 2ª parte

Nel ritorno la tensione di carica di C_r (tensione di ritorno) ha raggiunto al centro del quadro il suo valore massimo (800 V) e la corrente in L_{as} e L1 è diventata zero. Essa inverte ora la sua direzione e nello stesso tempo C_r si scarica (fig. 2c e punto 3 fig. 3). La corrente in L_{as} e L1 aumenta, finché la tensione in C_r è diventata zero.

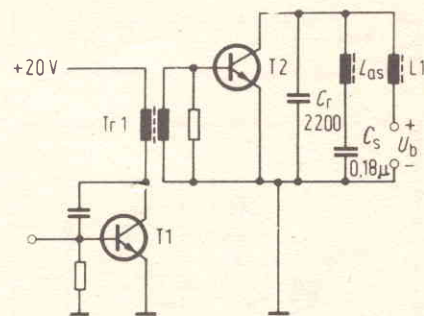



Fig. 1 - Circuito di principio dello stadio finale della deviazione orizzontale con transistori. Nel condensatore C_r si forma l'alta tensione pulsante nel ritorno.

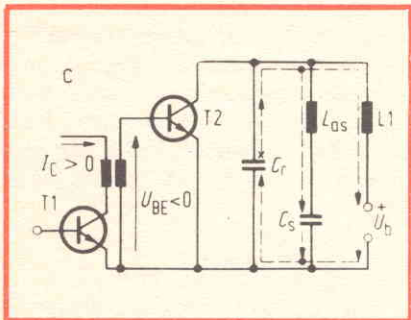
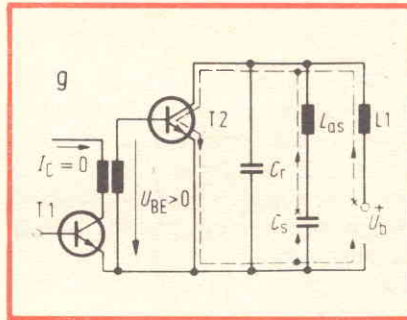
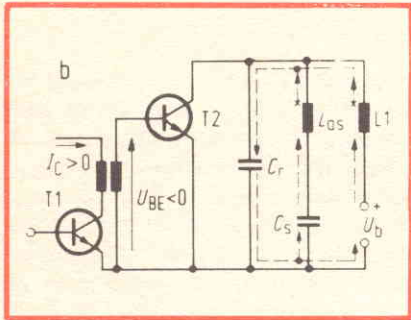
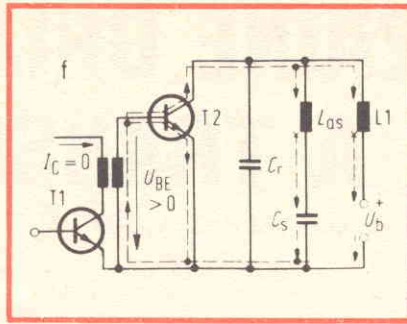
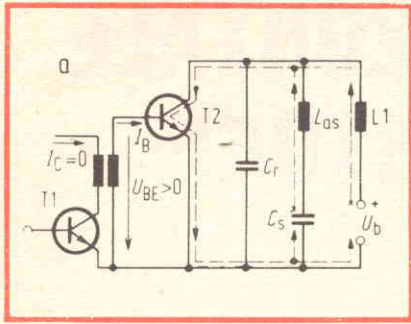



Fig. 2 - Stadi del circuito e andamento della corrente nel transistore finale e nel transistore di comando. L'importanza dei singoli momenti illustrati nelle figure durante una deviazione è messa in evidenza dalla figura 3. Le x indicano le sorgenti che lasciano passare le correnti.

Fig. 2a - Momento di osservazione t1: andata, seconda parte.

Fig. 2b - Momento di osservazione t2: inizio della prima parte del ritorno.

Fig. 2c - Momento di osservazione t3: inizio della seconda parte del ritorno.

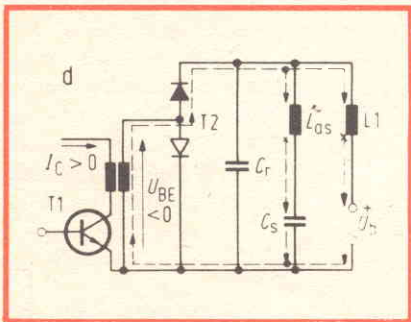



Fig. 2d - Momento di osservazione t4: inizio dell'andata; il raggio si trova sul margine sinistro del quadro. Il transistore finale svolge la funzione di due diodi (diodo collettore/base e diodo base/emettitore). Se il simbolo del diodo è annerito, la corrente passa, altrimenti il diodo è bloccato.

Fig. 2e - Momento di osservazione t5. Il tempo che intercorre fra t4 e t5 è brevissimo: i due punti sono quindi molto vicini.

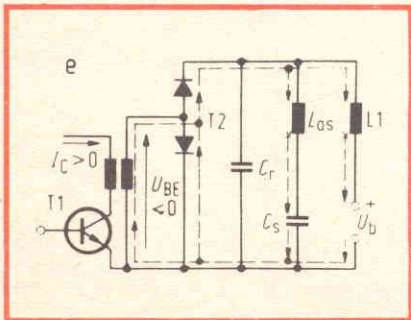



Fig. 2f - Momento di osservazione t6: prima parte dell'andata, a circa 10 μ sec dal termine del ritorno.

Fig. 2g - Momento di osservazione t7. Inizio della seconda parte di andata. Il raggio ha appena superato l'asse verticale del teleschermo.

Andata, 1ª parte; recupero di energia

L'ulteriore andamento dell'oscillazione porterebbe ad una carica inversa di C_r (potenziale negativo nella piastra superiore, collegata al collettore di T2), se il diodo collettore/base di T2 non diventasse conduttivo per un determinato valore negativo di U_{CE}. Questo avviene quando:

$$|-U_{CE}| \geqq |-U_{BE}| + + |-U_{CB(F)}| \qquad (1)$$

dove $-U_{CB(F)}$ = tensione diretta del diodo collettore/base (vedi fig. 4).

Come illustrato dalla fig. 2d (vedi anche fig. 3 punto 4), la corrente passa ora in senso inverso attraverso la giunzione collettore/base, la oscillazione libera nel circuito L_{as} || L1 C_r termina e inizia l'andata.

Il rapido aumento di corrente nell'avvolgimento secondario del trasformatore di comando produce in questo una caduta di tensione. La base diventa fortemente negativa nei confronti dell'emettitore. La tensione di rottura di questo diodo si ha quando $-U_{BE}$ = ca. 7 V. Oltrepassando questo valore di tensione anche questo passaggio pn diventa conduttivo. La corrente creata dai campi magnetici in L_{as} e L1 passa ora attraverso la base ora attraverso l'emettitore (fig. 2e).

In questa fase si ha un doppio recupero di energia, il condensatore C_s si carica e l'energia viene rinviata all'alimentazione.

Andata, 2ª parte

L'inversione di funzionamento del transistore T2 inizia molto prima che la prima metà dell'andata sia finita. Circa 5/10 μs dopo la fine del ritorno, la tensione U_{BE} nel transistore di comando diventa negativa, U_{CET1} diventa positiva, come pure U_{BET2} (figura 2f e punto 6 fig. 3).

Il diodo emettitore/base conduce. Esattamente come prima, la corrente I_C esce dal collettore (quindi in senso negativo), poichè il raggio nell'andata non ha ancora raggiunto la metà quadro, vale a dire l'energia magnetica in L_{as} e L1 non è ancora zero, C_s viene di nuovo caricato.

La corrente dell'emettitore è data quindi da: $I_E = I_B - |I_C|$ e per le tensioni di T2 si ha (fig. 5):

$$|-U_{CE}| - U_{BE} = |-U_{CB}| \quad (2)$$

Fino a quando la corrente di deviazione non passa per lo zero, i_{CT2} decresce costantemente e corrispondentemente anche la tensione diretta nel diodo collettore/base diventa costantemente più bassa. Poco prima del punto 7 (fig. 3) i_{CT2} è zero. Da qui in avanti, T_2 lavora con funzionamento normale (saturato): V_{CE} positiva. I_C positiva, U_{BE} e I_B positive.

La figura 2g illustra quanto avviene subito dopo l'inizio della seconda metà dell'andata (vedi anche fig. 2a).

I PROCESSI DI COMMUTAZIONE

Commutazione nella condizione bloccata, fine dell'andata (punto 8 fig. 3)

Dall'emettitore vengono inviati elettroni nella zona di base; questi compaiono quindi in grande quantità nel campo della base confinante con lo strato di sbarramento emettitore/base. Poiché la corrente sulla base durante l'andata è molto elevata, il numero di portanti del carico così immagazzinato nella base è molto alto. Esse devono essere eliminate, affinché il transistore si possa bloccare alla fine dell'andata. Per queste portanti del carico (elettroni nello strato di base p, quindi portatori di minoranza) il passaggio collettore/base è permeabile. Poiché esse ora si muovono nella zona della base solo con la velocità di diffusione, occorre un certo tempo (tempo di immagazzinamento) prima che tutte arrivino nelle vicinanze dello strato di sbarramento del collettore/base e vengano aspirate dal campo di questo nello strato del collettore.

Affinchè il transistore si blocchi in modo sicuro, quindi, non solo il passaggio base/emettitore, ma anche quello collettore/base deve essere senza corrente.

Se il passaggio base/emettitore si blocca troppo presto, l'eliminazione può avvenire solo attraverso il circuito di corrente base/collettore. Ciò dà luogo a ulteriori perdite di collegamento e rallenta l'apertura di I_C. Mantenendo invece conduttivo il passaggio base/emettitore — con una lenta caduta della corrente di base, quindi con la riduzione della quantità di portanti del carico nella base — l'eliminazione può avvenire da sé attraverso il circuito collettore/emettitore.

Si raggiunge un'apertura di questo tipo usando una bobina di induttanza di base Dr (fig. 6).

Circa 10 µs prima della fine dell'andata, viene inserito il comando per il passaggio. La corrente del collettore produce sulla parte secondaria del trasformatore di comando il segnale negativo di blocco u_s.

La bobina di induttanza di base provvede però ad una caduta lenta della corrente di base, il diodo base/emettitore rimane conduttivo più a lungo e si può eliminare la carica eccedente attraverso il circuito collettore/emettitore. Dopo l'eliminazione della carica, si forma nel diodo base/emettitore una tensione di interdizione (tensione di rottura) e la carica restante nella base viene rapidamente eliminata/ricombinata. I_B va quindi subito a zero (fig. 7). La funzione della bobina di induttanza di base può anche essere svolta dall'induttanza di dispersione del trasformatore di comando.

Commutazione da funzionamento inverso a funzionamento normale (fig. 3, punti 6 e 7)

Nel punto t4 (fig. 3) il diodo collettore/base diventa conduttivo, il diodo emettitore/base è bloccato. Si deve quindi avere $I_B = -I_C$. (L'interdizione del diodo base/emettitore menzionata al paragrafo precedente non venga qui considerata). Entrambe le correnti diminuiscono con andamento a dente di sega. A partire dal punto t6, U_{BET2} diventa positiva. Vale ora l'equazione (2). Attraverso la base passano due correnti:

a) la corrente base/collettore (a dente di sega),
b) la corrente attraverso il diodo base/emettitore.

La figura 8 illustra l'andamento caratteristico della tensione U_{CE}.

Nel campo da t2 a t4 nel transistore T2 bloccato si forma la tensione di rinvio. Essa è di 800 V.

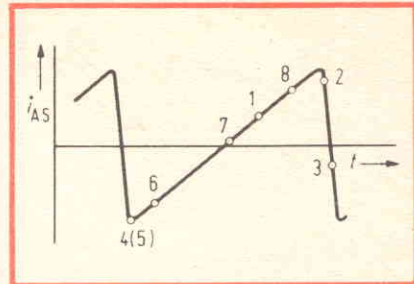



Fig. 3 - L'andamento della corrente nelle bobine di deviazione. Sono indicati i singoli momenti di osservazione. I punti da 1 a 7 si riferiscono alle figure da 2a a 2g (par. 2), mentre il punto 8 si riferisce al par. 3.1

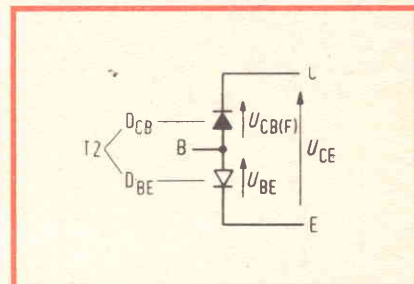



Fig. 4 - Le tensioni nelle due sezioni diodiche (D_{CB} e D_{BE}) e nel transistore, valide per la prima parte del funzionamento inverso.

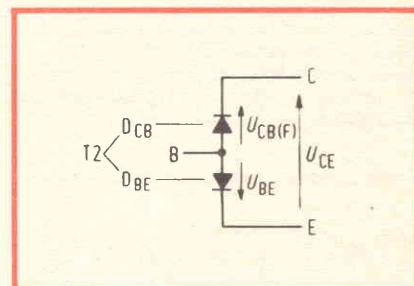



Fig. 5 - Andamento delle tensioni nelle due sezioni diodiche e nel transistore in presenza di una tensione positiva U_{BE} (punto 6 figura 3).

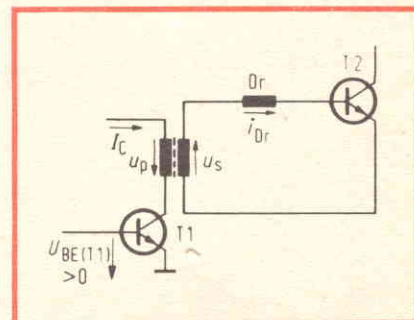



Fig. 6 - Sistemazione ed effetto di una bobina di induttanza Dr nel circuito di base.

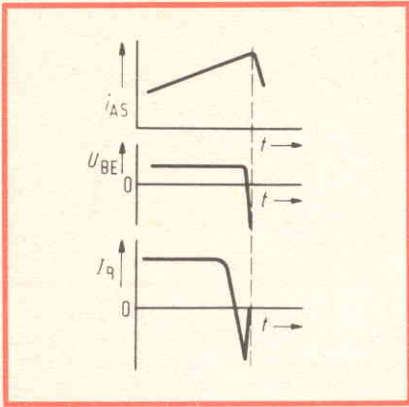



Fig. 7 - Andamento di U_{BE} e I_B per il transistore finale, poco prima che questo si blocchi e che inizi il ritorno. La curva i_{as} è il risultato dell'unione delle due curve U_{BE} e I_B in funzione dell'andamento della corrente nelle bobine di deviazione.

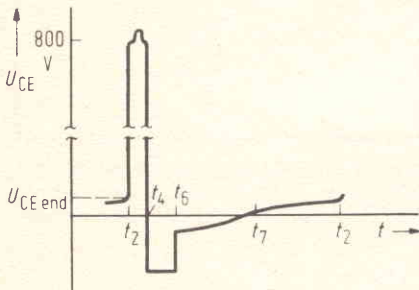
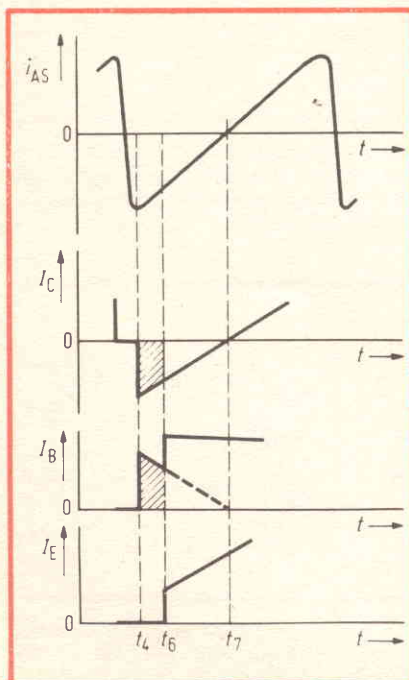



Fig. 8 - Andamento della tensione U_{CE} durante un periodo di deviazione. A causa della grande differenza di tensione tra andata e ritorno, i valori riportati sull'ordinata non sono in scala.

All'inizio dell'andata (da t4 a t6) il passaggio base/emettitore è bloccato. Il valore della tensione collettore/emettitore risulta rispettivamente dalla fig 4 e dall'equazione (1). Dal momento t6 in avanti U_{CE} è indicato dalla fig. 5 e dall'equazione (2). In seguito a ciò il valore di $U_{CB(F)}$ decresce costantemente, poichè anche la corrente I_C che passa attraverso di esso diventa più piccola con andamento a dente di sega. Poco prima del momento t7 U_{CE} passa attraverso lo zero.

U_{CE} aumenta quindi sino al valore finale U_{CEend} con l'aumentare della corrente sul collettore. La figura 9 illustra l'andamento caratteristico delle correnti (corrente base, collettore, emettitore).

IL COMANDO D'INTERDIZIONE

Il comando d'interdizione deve fare in modo che il transistore finale funzioni durante l'andata nel campo di saturazione; la corrente sulla base del transistore BU 205 deve essere di circa 0,8 A.

La stessa quantità di corrente è necessaria per poter bloccare il transistore finale durante l'andata (ca. −0,8 A). Inoltre le perdite dovute all'interdizione devono essere basse e le dispersioni durante lo stacco devono essere piccole. E infine, in considerazione della linearità della corrente di deviazione nella prima parte dell'andata, quando il diodo collettore/base lavora come diodo in parallelo, il circuito di base deve avere un'impedenza minore rispetto al circuito del collettore. Per soddisfare i tre ultimi requisiti si fa lavorare il comando come comando d'interdizione (comando alternato); vale a dire il pilota è bloccato quando lo stadio finale è conduttore, e viceversa.

Fig. 9 - Commutazione da funzionamento inverso a funzionamento normale. La corrente di deviazione in funzione del tempo è data dalle tre correnti relative all'emittitore, alla base ed al collettore. Come direzione positiva della corrente si intende quella di un transistore npn: + I_C + I_B passanti attraverso il collettore e la base; + I_E uscente dall'emettitore.

GENERAZIONE DI ALTA TENSIONE E TRASFORMATORE D'USCITA ORIZZONTALE

La bobina di deviazione — sottoposta a corrente alternata — è direttamente parallela al transistore finale di riga (figura 10). Questo semplifica il trasformatore, rende inutile la sezione di avvolgimento altrimenti necessaria per l'adattamento d'impedenza tra bobina di deviazione e valvola finale di riga, e la sezione trasversale del nucleo di ferrite può essere più piccola. D'altra parte però l'impulso di ritorno deve essere notevolmente amplificato (da 900 V e 18 kV).

Inoltre viene utilizzata una sintonizzazione del trasformatore su di una armonica favorevole (ad es. la quinta), per aumentare il contenuto di energia dell'impulso di alta tensione, poiché ciò dà luogo ad una resistenza interna della fonte di alta tensione sufficientemente piccola.

In caso di variazione di corrente del raggio emesso dalla valvola del quadro si evitano così eccessive irregolarità nel quadro stesso.

L'accoppiamento sufficientemente stabile tra avvolgimento primario e avvolgimento dell'alta tensione, nonostante l'alto rapporto di moltiplicazione sopra indicato, viene ottenuto con l'avvolgimento d'accoppiamento indicato nella figura 10 con L_K. Esso si trova al di sotto dell'avvolgimento dell'alta tensione e ne diminuisce l'induttanza di dispersione. Esso è collegato al circuito oscillante L_s C_s (frequenza di risonanza = 5ª armonica della frequenza del ritorno di riga) e produce con questo la sintonizzazione sulla 5ª armonica.

Poichè il trasformatore non deve fornire energia di deviazione, può quindi fornire l'energia per l'accensione del tubo catodico, per lo stadio del comando e per alcuni utilizzatori a bassa tensione.

TENSIONE DI ALIMENTAZIONE

Il transistore BU 205 è adatto ad una tensione d'interdizione collettore/emettitore di 1500 V max. Di conseguenza, utilizzando bobine

di deviazione orizzontale di dimensioni normali, si ha una tensione accettabile di alimentazione di 130 V. Valori più alti di tensione di alimentazione richiedono transistori che attualmente non possono ancora essere prodotti in serie a prezzo conveniente.

D'altra parte una comune sezione di rete senza trasformatore esterno fornisce, con una tensione di rete di 220 V, una tensione uniforme di ca. 230 V, da cui, se viene installato un transistore longitudinale per la stabilizzazione della tensione di alimentazione, sono da togliere ancora ca. 30 V.

Una qualsiasi forma di stabilizzazione della tensione di alimentazione è tuttavia necessaria se viene utilizzato un transistore, poiché il transistore, contrariamente alla valvola non può essere regolato.

Rimane quindi un eccesso di tensione di alimentazione di circa 70 V. Perciò ad esso può essere collegato in serie un utilizzatore da 70 V, oppure un gruppo di utilizzatori che ha lo stesso fabbisogno di corrente, come lo stadio finale di riga.

Si possono tuttavia utilizzare i 70 V in un circuito di controllo. Questo viene allora comandato in modo tale che assorba costantemente la differenza tra la tensione di alimentazione e i 130 V, e quindi stabilizzi la tensione di funzionamento dello stadio finale di riga sul valore di 130 V.

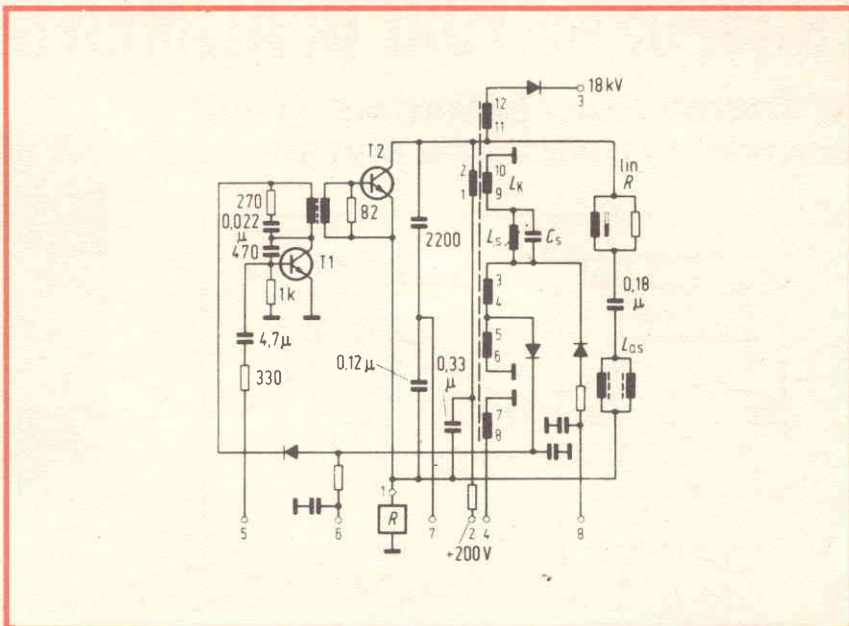



Fig. 10 - Schema semplificato relativo alla deviazione orizzontale in un televisore Telefunken 211.

Avvolgimento del trasformatore di uscita orizzontale:

1- 2: Avvolgimento primario L1
3- 4: Generazione di negativo e positivo
5- 6: Tensioni ausiliarie
7- 8: Accensione tubo catodico
9-10: Bobina di accoppiamento
11-12: Avvolgimento alta tensione
L_{as}: Bobine di deviazione
Lin.R: Regolatore linearità

Collegamenti:

4 : al cavo di accensione del tubo catodico
8 : tensione negativa di ritorno per la rivelazione del ritorno orizzontale, per la generazione di una tensione continua di —250 V, da utilizzare per la regolazione della luminosità, la deviazione verticale e la soppressione del punto luminoso.
5 e 7: Collegamenti del circuito integrato per la separazione dell'impulso, per la comparazione orizzontale di fasi e per l'oscillatore orizzontale.
6 : Tensione di alimentazione per il sintonizzatore e gli stadi frequenza intermedia e video.
1 : Collegamento con il circuito di controllo a 70 V

APPARECCHIO CON CIRCUITO ALLO STATO SOLIDO PER IL CONTROLLO DELLA VELOCITA' DI PICCOLI MOTORI A C.C.

Un apparecchio compatto ed economico per il controllo della velocità di piccoli motori elettrici a corrente continua dalla potenza compresa fra 0,125 e 1,5 hp è stato realizzato dalla Allen Bennett Ltd., Speecon Works, Orgreave Road, Sheffield, Yorkshire, S13 9NN, Inghilterra).

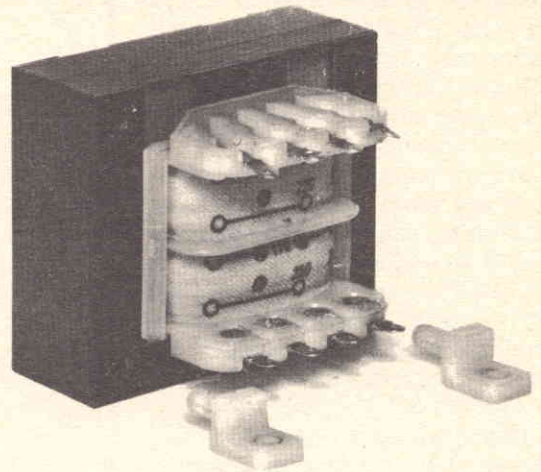
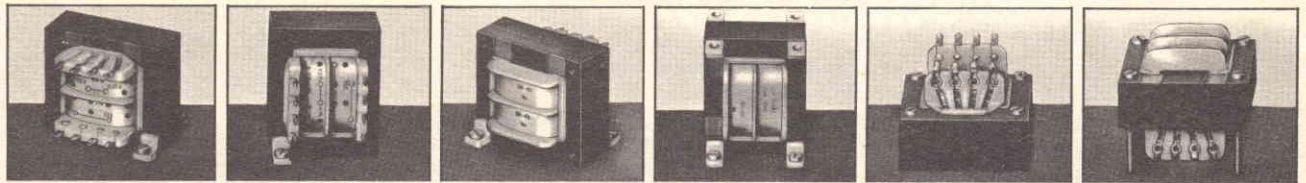
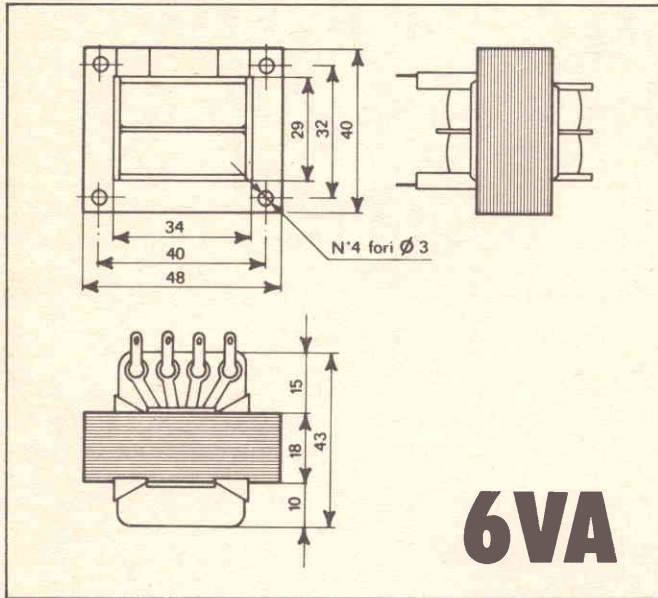
Tutte le componenti, eccetto il reattore in linea, sono montate su circuiti stampati. L'unità, regolata da un tiristor consente tre diversi metodi per il controllo a reazione della velocità: voltaggio compensato dell'indotto (gamma di velocità 20:1, pressione del 3 per cento), voltaggio del generatore tachimetrico (gamma di velocità 40:1, precisione dell'1 per cento), voltaggio compensato del generatore tachimetrico (gamma di velocità 50:1, precisione come minimo dello 0,5 per cento).

Il circuito d'innesco è del tipo ad oscillatore bloccato che utilizza due transistor. L'unità per il programma di controllo che consiste di due amplificatori a circuito integrato, non è isolata dall'alimentazione che è standard e cioè 200/250, 50/60 Hz, ad una sola fase. Tutte le componenti sono date con ampi margini e, a parte le unità del tiristor e del rettificatore a ponte, sono standard per tutta la gamma.

L'apparecchio di tipo standard comprende un potenziometro per il controllo della velocità, una accelerazione pilotata con andamento a rampa, un limitatore di corrente regolabile, un interruttore di circuito solidale ed il dispositivo per il sovraccarico con i fusibili. Gli extra a richiesta comprendono gli accessori per l'inversione di marcia, freni dinamici, indicatori di carico e di velocità e del bottone per il funzionamento a distanza.

Le dimensioni del quadro sono 190 mm in altezza, 315 in larghezza e 100 in profondità. Su richiesta l'apparecchio può venir fornito contenuto entro un armadietto metallico.

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE G.B.C.

LO STESSO TRASFORMATORE SI PUO' MONTARE IN 6 POSIZIONI DIVERSE

Il trasformatore progettato per voi.....
Qualunque sia il vostro problema di circuito siete ormai liberati dalla preoccupazione di fissaggio del trasformatore.
Infatti qualcuno lo ha già progettato per voi.
Non avete che da cercare una delle 6 posizioni possibili del tipo standard GBC. La troverete.

Posizione 1

Posizione 2

Posizione 3

Posizione 4

Posizione 5

Posizione 6

DATI TECNICI:

Potenza nom. second.: 6 VA
Isolamento: classe B
Rigidità dielettrica tra primario e secondario per 60": 5000 V c.a.
Rigidità dielettrica tra primario + secondario e massa per 60": 5000 V c.a.
Flash-test nei punti come sopra: oltre 6000 V c.a.
Sopraelevazione di temperatura col carico ammesso in luogo aperto: circa 15°C
c.d.t. vuoto-carico: circa 10%
Sovratensione ammessa nel servizio continuo: 10%
Corrente primaria a vuoto: circa 25 mA

Rocchetto in fibra di vetro.
Terminali in ottone stagnato.
Piedini in fibra di vetro.
Ferro Unel laminato a freddo.
Peso: 250 g.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V. e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3731-00	110 V / 220 V	110 V / 220 V indic. rosso	110 V / 220 V
HT/3731-01	110 V / 220 V	6 V 1 A 6 V 0,5 A 6 V 0,5 A 2× 6 Vct 0,5 A	6 V 1 A 2×6V c.t. 0.5 A
HT/3731-02	110 V / 220 V	12 V 0,5 A 12V 0,25 A 12V 0,25 A 2×12 Vct 0,25 A	12 V 0,5 A 2×12V c.t. 0,25 A
HT/3731-03	110 V / 220 V	24 V 0,25 A 24V 0,125 A 24V 0,125 A 2×24 Vct 0,125 A	24 V 0,25 A 2×24V c.t. 0.125A
HT/3731-04	110 V / 220 V	2,5 V 2,4 A 2,5 V 1,2 A 2,5 V 1,2 A 2×2,5 Vct 1,2 A	2,5 V 2.4 A 2×2,5V c.t. 1,2 A
HT/3731-05	110 V / 220 V	6V 0,3 12V 0,3 A 18V 0,3 A	6 V 0.3 A 12 V 0.3 A 18 V 0.3 A
HT/3731-06	110 V / 220 V	6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A	6 V 0.2 A 24 V 0.2 A 30 V 0.2 A
HT/3731-07	110 V / 220 V	9V 0,6 A 9V 0,3 A 9V 0,3 A 2×9 V 0,3 A	9 V 0.6 A 2×9 V 0.3 A

USO DELL'OSCILLOSCOPIO PER LA MISURA DI VALORI CAPACITIVI

a cura di LUBI

Mediante il semplice procedimento descritto in questo articolo è possibile — con l'aiuto dell'oscilloscopio — eseguire misure di valori capacitivi, con precisione migliore del 5%. Il principio si basa sullo sfruttamento dei segnali a dente di sega di deflessione orizzontale, che costituiscono la base dei tempi nell'oscilloscopio del quale ci si serve.

Già varie volte abbiamo descritto dei metodi per la misura di valori capacitivi, molti dei quali si basavano però sull'impiego di particolari tipi di ponti, con o senza circuiti di amplificazione, e con o senza la presenza di generatori incorporati.

Per misurare un valore capacitivo con l'aiuto dell'oscilloscopio, la maggior parte dei metodi noti dipende dalla determinazione della forma di un'ellisse riferita alla fase del segnale, per cui è assolutamente indispensabile servirsi di un segnale di forma prettamente sinusoidale. Inoltre, di solito, il valore capacitivo da misurare viene calcolato in base alle letture effettuate. Si tratta quindi di metodi che tendono all'interesse accademico, anziché di utilità pratica.

Secondo il metodo qui descritto, basato su un'idea pubblicata da Wireless World, e che può essere usato anche per determinare le caratteristiche di capacità/tensione di diodi a capacità variabile per il controllo della sintonia, si fa uso di un solo resistore opportunamente selezionato, per trasformare l'oscilloscopio in un capacimetro a lettura diretta, in grado di coprire la gamma compresa tra circa 1 pF e diversi microfarad.

La precisione della misura è sufficiente per la maggior parte degli impieghi pratici: è però necessario che i segnali di deflessione orizzontale dell'oscilloscopio, a dente di sega, siano disponibili esternamente.

Per l'esecuzione della misura, in un primo tempo si provvede a regolare il controllo di posizione verticale in modo da stabilire la linea isoelettrica orizzontale dell'oscillogramma in corrispondenza della linea orizzontale più bassa del reticolo applicato sullo schermo. In seguito, il condensatore di capacità incognita C ed il resistore R devono essere collegati nel modo illustrato alla **figura 1.**

L'operazione successiva consiste nel regolare il comando di deflessione verticale dell'oscilloscopio in modo da ottenere la massima sensibilità in corrente continua, e la frequenza di deflessione orizzontale (base dei tempi) in modo da ottenere un oscillogramma del tipo illustrato nella foto di **figura 2.**

Dopo aver predisposto l'apparecchiatura nel modo descritto, il valore capacitivo incognito risulta direttamente proporzionale alla deflessione verticale, dopo aver raggiunto le condizioni di funzionamento più stabili. Questo valore può facilmente essere letto lungo la linea verticale centrale del reticolo aderente allo schermo fluoroscente.

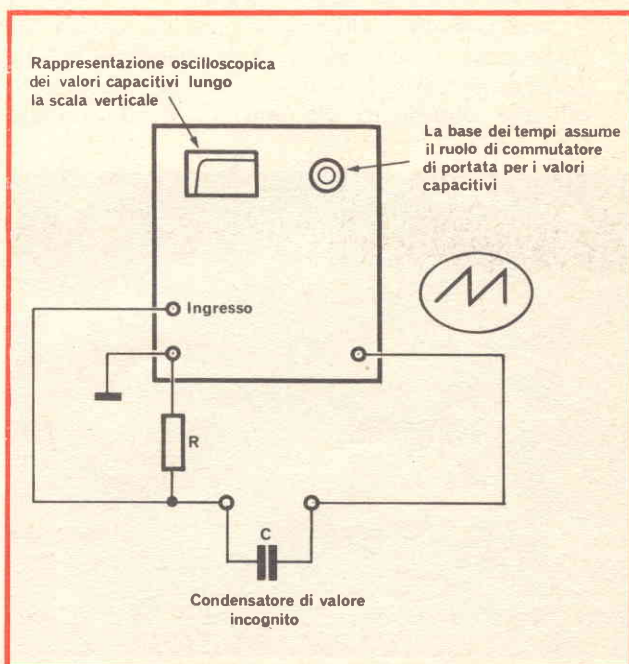



Fig. 1 - Schema semplificato del circuito usato per la misura di valori capacitivi incogniti «C», con l'aiuto di un oscilloscopio a raggi catodici e di un resistore di riferimento, a patto che i segnali di deflessione orizzontale possano essere prelevati attraverso un raccordo presente sul pannello dell'oscilloscopio.

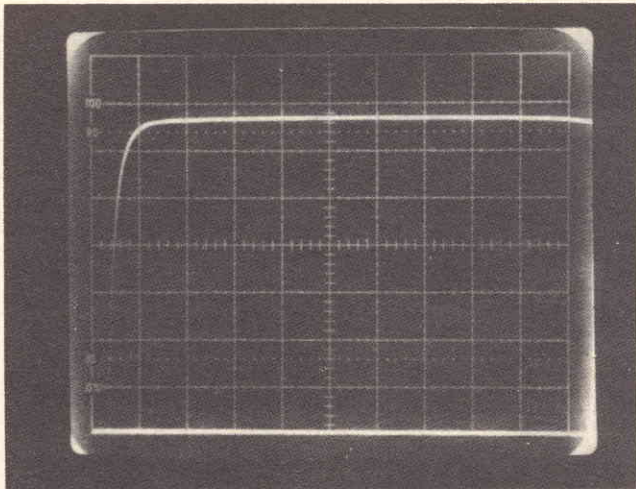



Fig. 2 - Esempio di oscillogramma ottenuto durante la misura di un valore capacitivo di 6.700 pF. La base dei tempi corrisponde ad 1 ms/cm (il che corrisponde ad 1 nF/cm). La tensione viene regolata al valore di 20 mV/cm.

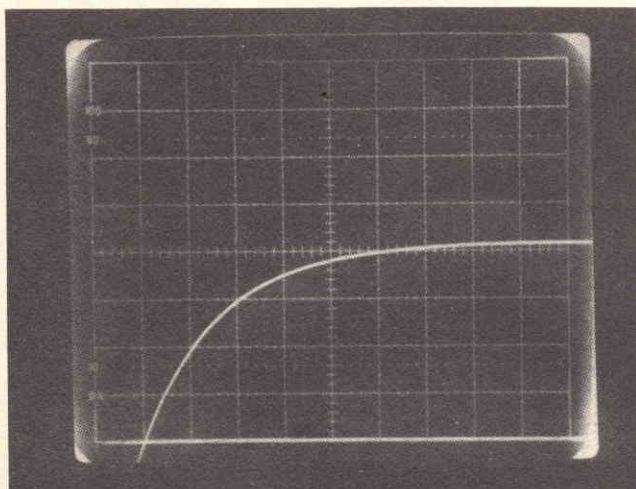
In riferimento all'espressione matematica che segue, e che viene trattata anche più avanti, nel paragrafo intitolato «Appendice», il valore di R deve essere scelto in modo tale da ottenere il fattore desiderato per la scala verticale (pF per centimetro, oppure µF per centimetro).

$$R = TV/vF$$

nella quale:

V rappresenta il reciproco della sensibilità di ingresso verticale, espresso in volt per centimetro.

T rappresenta la regolazione della base dei tempi in microsecondi per centimetro.

v rappresenta l'inclinazione della tensione di deflessione orizzontale a dente di sega, espressa in volt per centimetro (la tensione è riferita allo spostamento verticale, e la lunghezza di ciascuna oscillazione è riferita invece alla deflessione orizzontale).

F rappresenta il fattore necessario per la scala verticale, in microfarad per centimetro.

Facciamo un esempio pratico:

se V = 20 mV/cm
v = 0,92 V x cm orizzontale, ed
F = 1.000 pF/cm

sceglieremo T = 1 ms/cm, per cui la formula permette di stabilire che:

$$R = 21{,}7\ k\Omega$$

L'oscillogramma illustrato alla figura 2 è stato ottenuto appunto attribuendo ad R questo valore, ed in base alle condizioni alle quali abbiamo accennato. Il valore del condensatore di capacità incognita viene quindi a risultare pari a 6.700 pF.

La precisione di questo metodo di misura dipende dalla precisione della deflessione verticale e delle scale della base dei tempi, nonché dall'esattezza del valore di R, dalla precisione con la quale è possibile determinare le caratteristiche di variazione delle oscillazioni a dente di sega, dalla linearità di questi segnali, ed infine dalla precisione con cui è possibile eseguire la stessa lettura, che — a sua volta — dipende dallo spessore della linea luminosa, dalla qualità del reticolo, e dall'eventuale errore di parallasse. Si tenga però presente che gli errori che possono essere attribuiti a questi fattori possono essere considerati praticamente trascurabili.

Questo metodo presenta il vantaggio sostanziale che i limiti di una misura valida risultano immediatamente evidenti attraverso l'oscillogramma. Il valore capacitivo minimo che può essere misurato dipende dalle capacità parassite rispetto a massa, e da quella presente direttamente in parallelo all'ingresso dell'oscilloscopio. Questi valori non introducono errori di misura, ma rendono difficile l'interpretazione esatta dell'oscillogramma, come è possibile rilevare attraverso la foto di **figura 3.**

E' possibile misurare anche valori capacitivi di entità inferiore alle capacità parassite: ad esempio, la foto di figura 3 rappresenta la misura di un condensatore del valore di 2,1 pF, che viene misurato sebbene la capacità parassita di ingresso sia di ben 30 pF.

In teoria, non esiste un limite superiore per il valore capacitivo che può essere misurato. In pratica — tuttavia — il tempo che deve trascorrere per effettuare la misura di un valore particolarmente elevato può anche diventare proibitivo, in quanto un valore — ad esempio — di 100 S/cm corrisponde ad una capacità di 100 µF/cm.

D'altro canto, la gamma pratica di misura può essere estesa con un fattore compreso tra 20 e 100, diminuendo opportunamente il valore di R. Un limite inferiore per quest'ultimo viene raggiunto quando la costante di tempo rC (nella quale r rappresenta la resistenza di uscita del generatore a dente di sega) diventa talmente elevata, da «distorcere» la forma d'onda sull'oscilloscopio, per cui si ot-

Fig. 3 - Altro esempio di oscillogramma ottenuto con la misura di un valore capacitivo di 2,1 pF. La base dei tempi corrisponde a 0,5 µs/cm (il che equivale a 0,5 pF/cm). La tensione vien sempre regolata al valore di 20 mV/cm, mentre la capacità di ingresso dell'oscilloscopio è di ben 30 pF.

tiene una traccia simile a quella illustrata alla figura 3.

Se si adottano ragionevoli precauzioni durante il procedimento di misura, i risultati possono essere però rilevati con una precisione che raggiunge il 5%. Tale precisione può essere resa ottima attraverso una scelta adeguata del valore di R, ed impiegando un condensatore campione «C», il cui valore sia noto con la massima esattezza possibile.

APPENDICE

Riferiamoci ora alla **figura 4-A,** che rappresenta la forma d'onda dei segnali di deflessione orizzontale a dente di sega.

La quantità T, rappresentata da una deflessione orizzontale di 1 cm, costituisce per definizione il tempo in microsecondi per il quale la tensione di deflessione verticale presenta il valore «v». In qualsiasi istante «t», la tensione presenta il valore di v_t per cui:

$$v_t = vt/T$$

Questa tensione viene applicata al circuito in serie illustrata alla figura 4-**B**, nella quale «r» rappresenta l'impedenza di uscita del generatore di segnali a dente di sega, R rappresenta il valore del resistore di taratura e «C» la capacità di valore incognito.

Sommando le tensioni disponibili, abbiamo che:

$$v_t = vt/T$$
$$= iR + ir + (1/C) \int idt$$

Differenziando ora tale espressione rispetto a «t», otteniamo che:

$$v/T = (R + r)\ di/dt + i/C$$

Dal momento che «t» presenta un valore che tende all'infinto, il rapporto di/dt tende ad assumere il valore 0, per cui il valore di «i» tende a raggiungere il rapporto vC/T.

La tensione V presente ai capi di R, così come viene applicata all'ingresso verticale dell'oscilloscopio,

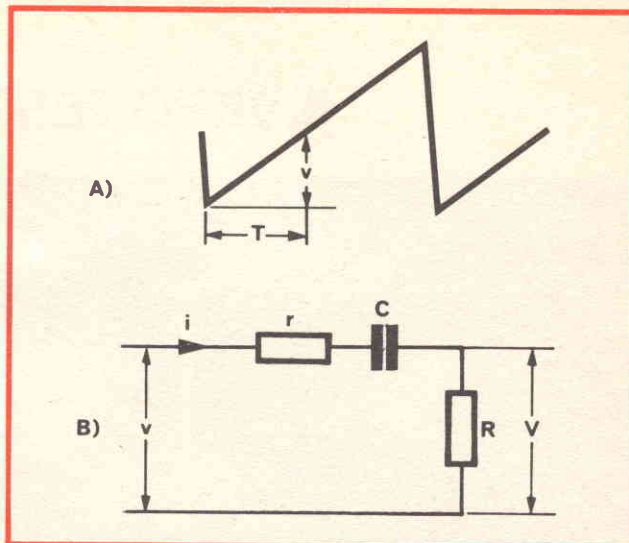



Fig. 4 - In «A» è riprodotta la forma d'onda tipica dei segnali di deflessione orizzontale a dente di sega: in «B» è invece illustrato il circuito al quale questa tensione viene applicata, nel modo chiarito nella breve appendice.

equivale ad iR. Di conseguenza:

$$V = vCR/T$$

oppure:

$$C = VT/vR$$

E' quindi chiaro che, tramite una scelta accurata ed adeguata dei valori di R e di T, è possibile fare in modo che qualsiasi valore prestabilito di V corrisponda ad un valore conveniente di C. Quindi, se C viene sostituito da F (microfarad per centimetri). avremo in tal caso che:

$$F = VT/vR$$

nella quale V rappresenta in questo caso il fattore di deflessione in volt per centimetro.

COMUNICATO ANIE SULLA TV A COLORI IN ITALIA

Gli oppositori all'introduzione del colore continuano ad addurre l'argomento monotono e poco dimostrabile dei consumi opulenti.

Se di consumi opulenti si vuole parlare, sarà bene analizzare con cura il mercato di tutti i prodotti finiti, con particolare riguardo a quelli di importazione e considerare a tale riguardo la politica dei Paesi ad economia di Stato che già hanno il colore.

Va sottolineato che se il settore dell'elettronica dovrà procedere a delle riconversioni produttive dei risultati positivi saranno da attendersi soltanto nel lungo termine.

Ma è proprio in tale contesto che ancora di più emerge l'urgenza dell'introduzione del colore, in quanto ciò comporterà all'Industria riqualificazione tecnologica dell'elettronica italiana, nel breve termine, dalla componentistica ai prodotti finiti.

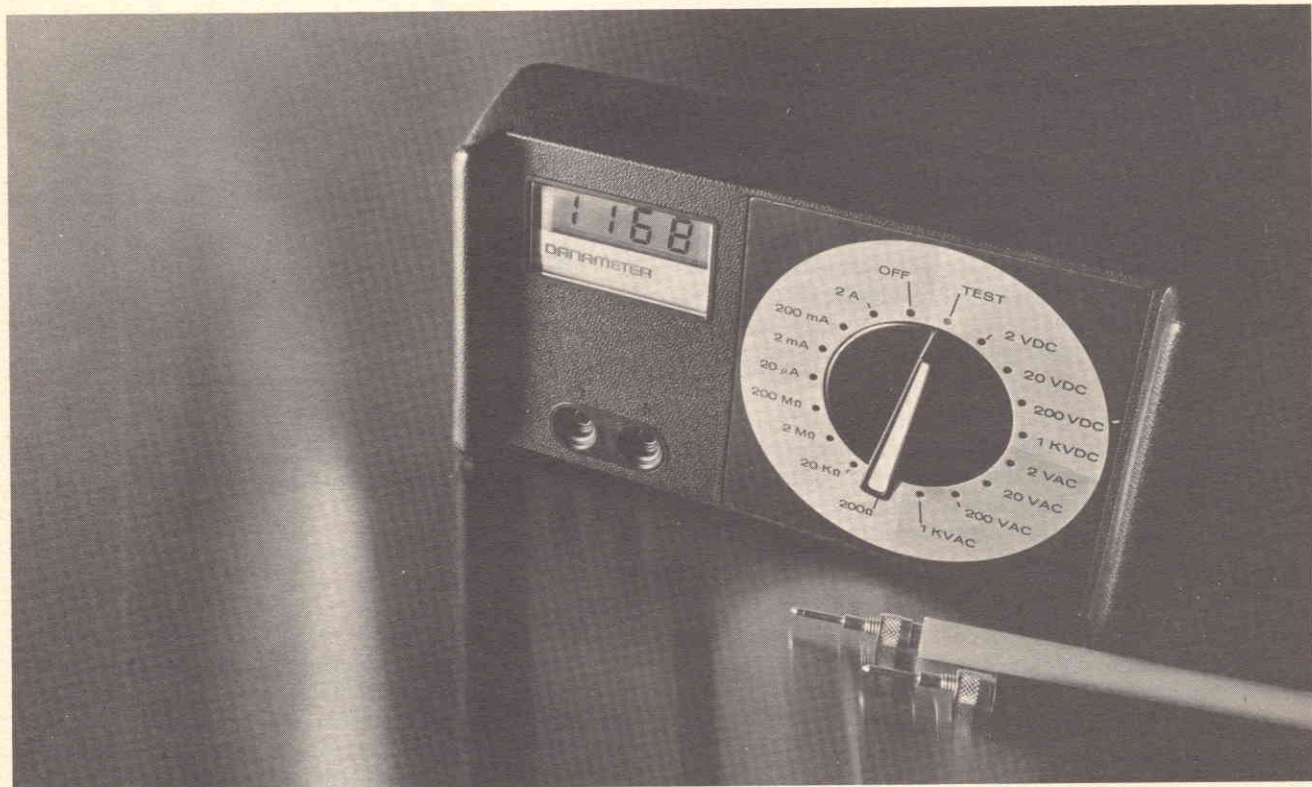
Viceversa, prescindendo dal colore, si verrà a privare il settore manufatturiero e componentistico di uno stadio di sviluppo di vitale importanza per la sua evoluzione tecnologica, anche in prospettiva della riconversione produttiva sopra menzionata.

Il continuare a perseguire con ostilità e con disinformazione la introduzione del colore condannerà all'emarginazione dal contesto europeo, se non peggio alla fine, il settore della elettronica italiana.

Non ci si può esimere dal dichiarare che un ulteriore rinvio o esitazione sull'introduzione del colore porterà nell'autunno del corrente anno inevitabilmente ad una ulteriore grave crisi occupazionale dei 40.000 dipendenti del settore, in quanto le Imprese non saranno più in grado di assicurare lavoro alle loro maestranze.

E' responsabile convinzione da parte degli Imprenditori che una elevata tecnologia con autonomia di ricerca potrà svincolare il nostro settore dalla logica delle multinazionali poiché solo allora il settore stesso sarà in grado di seguire una politica imprenditoriale aderente agli obiettivi economici e politici del Paese e. quindi, anche per la occupazione.

Da quanto sopra si evince che non si può parlare di occupazione, riconversione produttiva e competitività del settore dell'elettronica italiana senza sostenere o, in ogni caso, permettere la sua spontanea evoluzione tecnologica. di cui il colore è parte integrante.

IL VERO TESTER DIGITALE

L. 198.000 completo di puntali e batteria - consegna pronta

Sdoganato, franco Milano, pagamento ricevimento fattura, I. V. A. esclusa

- **multimetro a 4 funzioni: Vdc, Vac, Idc, Ohm**
- **display 3 cifre e ½ a cristalli liquidi: per leggere bene ovunque**
- **estremamente compatto e pressochè indistruttibile**
- **a batteria: 1 anno di autonomia e solo L. 300 per il ricambio**
- **precisione in Vdc: 0,5%**
- **misura resistenze da 0,1 Ohm a 200 MOhm**
- **misura Vdc e Vac 1 mV a 1000 V**
- **misura correnti da 10 nA a 2 A**
- **completamente protetto su tutte le portate**

Per maggiori informazioni, offerte, dimostrazioni
TELEFONATE O SPEDITE IL TAGLIANDO A LATO
al Distributore esclusivo per l'Italia:

elettronucleonica s.p.a.

Divisione strumenti elettronici di misura
Piazza De Angeli, 7 - 20146 Milano - Telefono (02) 49.82.451

Ottobre '75 - Prezzi e caratteristiche tecniche potranno essere modificate senza preavviso.

elettronucleonica s.p.a.
Divisione strumenti elettronici di misura
Piazza De Angeli, 7 - 20146 Milano

TAGLIANDO VALIDO PER

☐ avere in visione per una settimana il Multimetro digitale DANAMETER

Al termine di tale periodo di valutazione potrò trattanere definitivamente lo strumento richiedendovi la fatturazione, oppure restituirlo

☐ avere una dimostrazione del DANAMETER

☐ ricevere un'offerta del DANAMETER

☐ ricevere il catalogo dettagliato del DANAMETER

Nome e Cognome ....

Ditta o Ente ....

Indirizzo ....

SEL/10/75

rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

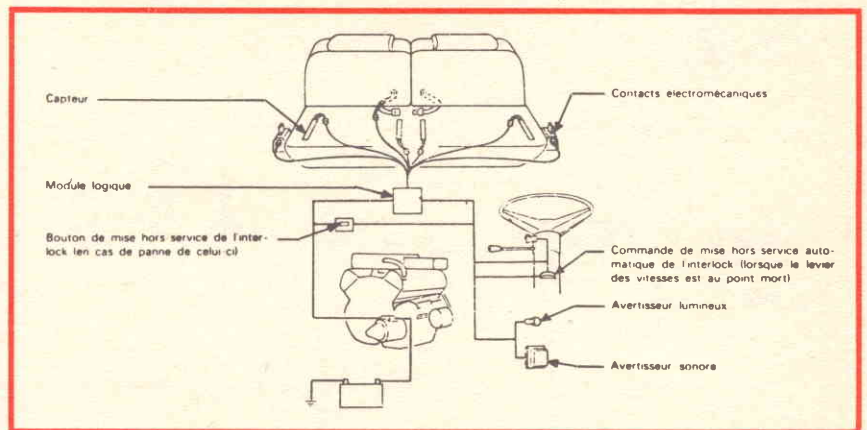



Fig. 1 - Schema semplificato illustrante le condizioni di funzionamento del dispositivo denominato «interlock».

APPLICAZIONI DELL'ELETTRONICA ALL'AUTOMOBILE
(Da «Electronique Professionnelle» - 22 maggio 1975)

L'automobile ha aperto da molti anni le sue porte all'elettronica: ad esempio, la salvezza di chi si trova a bordo è spesso assicurata dall'impiego della cosiddetta cintura «intelligente», la cui chiusura condiziona la messa in moto del motore, come pure dagli impianti anti-slittamento, dai radar anti-collisione, dai rivelatori di ghiaccio, ecc.

Per quanto riguarda i problemi relativi all'inquinamento, essi verranno in parte risolti con l'introduzione del sistema di accensione od iniezione elettronica: questa nuova tecnologia invaderà anche altri due campi, e precisamente il miglioramento delle prestazioni, con i regolatori di tensione, e l'aiuto alla guida, con gli stabilizzatori elettronici di velocità.

Nel mese di ottobre dello scorso anno, nel Michigan venne conseguito un «record» di applicazione dell'elettronica all'automobile: venticinque conferenzieri di estrazione internazionale si riunirono infatti per illustrare la situazione tecnologica raggiunta, sulla quale l'articolo che recensiamo compie una rassegna «panoramica».

Tutti i modelli venduti nello scorso anno negli Stati Uniti dovevano essere muniti di un dispositivo denominato «interlock», vale a dire del sistema logico capace di impedire la messa in moto quando i passeggeri dei sedili anteriori non hanno chiuso le cinture di sicurezza.

Questo dispositivo, vedi schema in **figura 1,** è stato realizzato anche in un'altra versione, dopo il 15 Agosto 1973, che non impedisce la messa in moto, ma produce un segnale sonoro se una delle due cinture di sicurezza non è stata chiusa.

In questo campo — tuttavia — la Mullard aveva già messo a punto fin da tre anni fa un impianto analogo ad ultrasuoni, le cui caratteristiche costruttive sono nella foto di **figura 2:** un trasmettitore ad ultrasuoni doveva essere installato all'interno della cintura di sicurezza, ed entrava in funzione quando la cintura risultava correttamente chiusa.

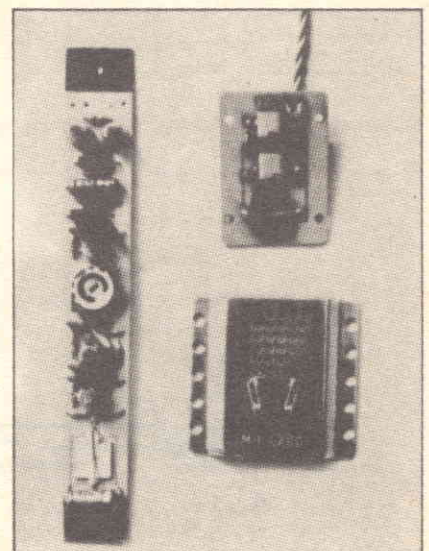



Fig. 2 - Tre anni orsono, la Mullard aveva realizzato un sistema «interlock» ad ultrasuoni, impiegante i componenti qui illustrati.

Déclenchement du thyristor

T_1 "ON" T_1 "OFF" T_1 "ON"

Multivibrateur 500 Hz

Alimentation

L

Diode laser

T_1

C

Thyristor

Fig. 3-A

Détecteur infrarouge

Alimentation

C

×200

×1000

T_2

R

Alarme

Intégrateur

Préamplificateur

Amplificateur

Ajustage du seuil de détection

Impulsion de synchronisation

Circuit de retard

Circuit de mise en forme

Fig. 3-B

DIODE GUNN

Antenne émettrice

f_0

Fig. 3-C

FILTRE PASSE-HAUT

AMPLIFICATEUR

MELANGEUR

Antenne réceptrice

$f_0 + f_d$

AMPLIFICATEUR A SEUIL

SECOND DETECTEUR

THYRISTOR

CHARGE

Fig. 3-A - Schema del trasmettitore a diodo laser, nel quale si fa uso di un multivibratore per controllare l'apertura di un circuito ad accumulo di energia.

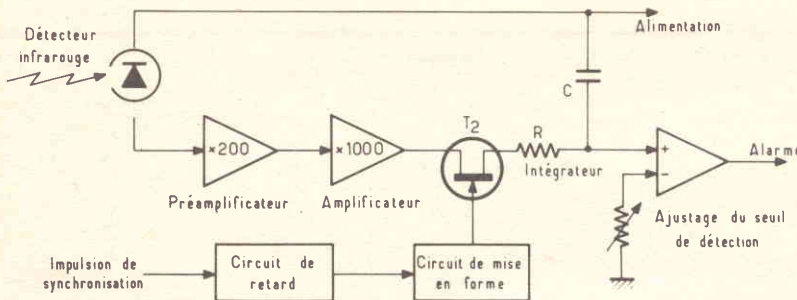



Fig. 3-B - Schema del ricevitore del segnale laser: l'impulso di sincronizzazione viene ritardato per tener conto della durata del percorso del raggio luminoso. Il segnale rivelato viene amplificato e quindi applicato ad un integratore.

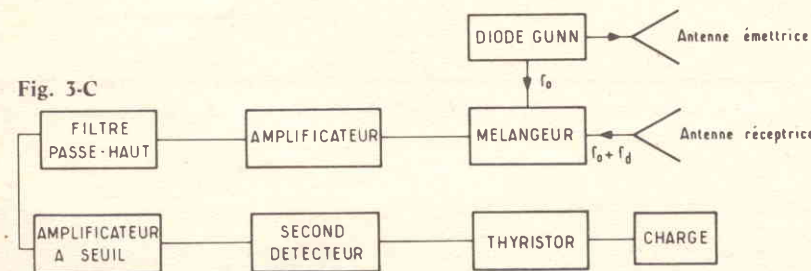



Fig. 3-C - Esempio di circuito funzionante a microonde: i radar vengono montati da un lato e dall'altro della calandra. L'antenna di ricezione capta il segnale di eco che — amplificato ed opportunamente filtrato — consente l'effetto di controllo.

Fig. 4 - Nel sistema studiato dalla RCA, ciascuna autovettura reca sul davanti un trasmettitore a microonde, e — sul retro — un impianto di ricezione-trasmissione. Il segnale a frequenza «f» viene trasmesso anteriormente, e viene riflesso con frequenza raddoppiata dal veicolo antistante.

Un ricevitore corrispondente veniva installato in uno degli angoli dell'autovettura.

«Prevedere per potere meglio» è il titolo di un altro paragrafo dedicato alle apparecchiature elettroniche da installare a bordo delle autovetture, in grado di avvisare il guidatore del manifestarsi di situazioni di pericolo. Ad esempio, la **figura 3-A** rappresenta lo schema di un trasmettitore a diodo laser: in questa particolare applicazione un multivibratore comanda l'apertura di un circuito di accumulo dell'energia, costituito dal transistore T1 e dalla bobina L.

L'energia immagazzinata viene trasferita al condensatore C, e — quando il tiristore entra in conduzione — il condensatore si scarica e produce un forte impulso di corrente (con intensità di 100 A di picco), per la durata di 300 ns.

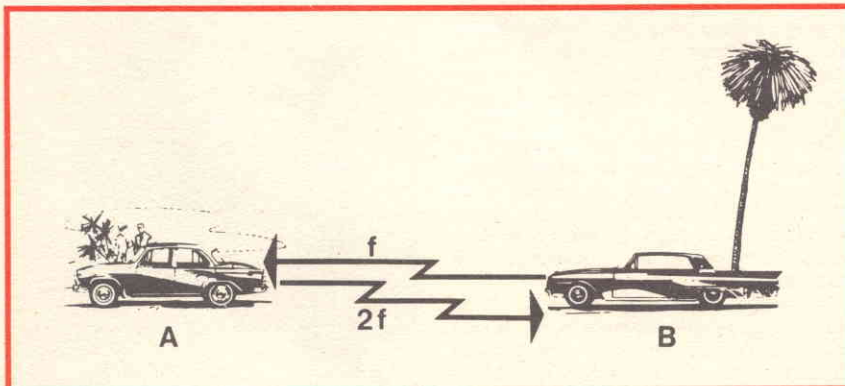
Un segnale di sincronizzazione viene inoltre inviato al ricevitore, per segnalare la messa in funzione dell'impianto laser.

La figura 3-**B** rappresenta invece l'impianto di ricezione dello stesso segnale: l'impulso di sincronismo è ritardato per tenere conto della durata del percorso dei raggi luminosi. Il segnale rivelato viene amplificato, ed in seguito applicato ad un circuito integratore.

Quest'ultimo accumula le riverberazioni ottiche su diversi cicli di funzionamento del laser, allo scopo di eliminare qualsiasi rischio di falso allarme.

Lo schema a blocchi di un circuito bistatico a microonde è quello illustrato in **C**, sempre di figura 3. I radar vengono montati da una parte e dall'altra della calandra, ed il diodo produce, alla frequenza di 10 GHz, un segnale della potenza di 100 mW.

L'antenna di ricezione riceve il segnale di eco, alla frequenza scalata approssimativamente del valore fd = 19 V (nella quale V rappresenta la velocità del veicolo rispetto all'ostacolo).

Il segnale Doppler viene amplificato, e filtrato attraverso un circuito passa-alto con frequenza di taglio di 450 Hz, allo scopo di eliminare i segnali che non rappresentano un pericolo.

L'amplificatore, del tipo a soglia, permette di eliminare i segnali provenienti da ostacoli di piccole dimensioni, e quindi non realmente pericolosi. Il segnale che esso emette determina il funzionamento dell'allarme, e mette anche in funzione automaticamente l'impianto di protezione attiva.

In un sistema studiato dalla RCA, sul quale ci siamo a suo tempo intrattenuti con un articolo dettagliato, ciascuna autovettura deve recare, sul davanti, un trasmettitore funzionante a microonde, e, sul retro, un impianto di trasmissione ricezione (vedi **figura 4**).

Un segnale, avente la frequenza «f» viene irradiato anteriormente, ed il veicolo che precede il trasmettitore riceve questo segnale e lo ritrasmette con una frequenza doppia. Con questo sistema si evita qualsiasi possibilità di interferenza tra due vetture che si incrociano.

L'articolo descrive anche un miglior sistema di frenatura, dovuto all'impiego dell'elettronica anche sotto questo aspetto: il principio fondamentale è illustrato nel disegno di **figura 5-A**, e consiste praticamente nell'uso di un dispositivo elettronico che permette, a seguito delle misure della velocità di rotazione della ruota, di conoscerne la decelerazione per derivazione in senso matematico, e di cercare quindi di raggiungere la decelerazione ottimale affinché l'aderenza sia permanentemente massima, agendo direttamente sulla pressione dei freni.

Per misurare la velocità di rotazione della ruota, quest'ultima reca un disco che è solidale con essa, e che si sposta in prossimità di un captatore elettromagnetico.

La figura **5-B** illustra invece il principio di funzionamento dello stabilizzatore elettronico di velocità denominato «Normalur», prodotto dalla Renault. Il dispositivo di richiamo del pedale dell'acceleratore comporta un motore elettrico chiuso su di una vite senza fine, che impegna un cavo di richiamo collegato sul comando dell'acceleratore stesso, tramite una molla pre-tarata. Questa molla agisce in modo da intervenire soltanto se lo sforzo esercitato sul pedale dell'acceleratore, nel caso di richiamo, è superiore ad un valore prestabilito.

Il funzionamento e il senso di rotazione del motore-riduttore sono controllati da informazioni provenienti da un calcolatore elettronico. Alcuni contatti di fine corsa permettono infine di arrestare la rotazione di questo motore supplementare, e di fissarne i limiti di impiego.

La **figura 6** — infine — illustra un altro aspetto della sicurezza raggiungibile in automobile sfruttando i princìpi elettronici: si tratta per l'esattezza della lotta contro l'etilismo.

In un sistema sviluppato dalla General Motors, l'automobile non può partire se il conduttore non ha superato una prova che dura soltanto dieci secondi.

E' la cosiddetta prova dell'ago: un ago si sposta davanti al quadrante, e il conduttore deve immobilizzarlo, mediante il volante, essendo quest'ultimo collegato al sistema di spostamento del-

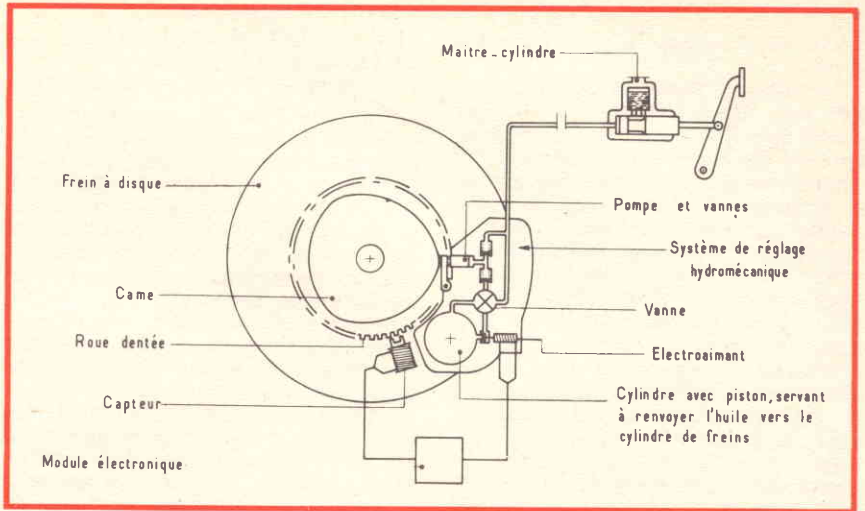



Fig. 5-A - Schema di principio del sistema di frenaggio anti-slittante a regolazione elettronica, costruito dalla Phipils.

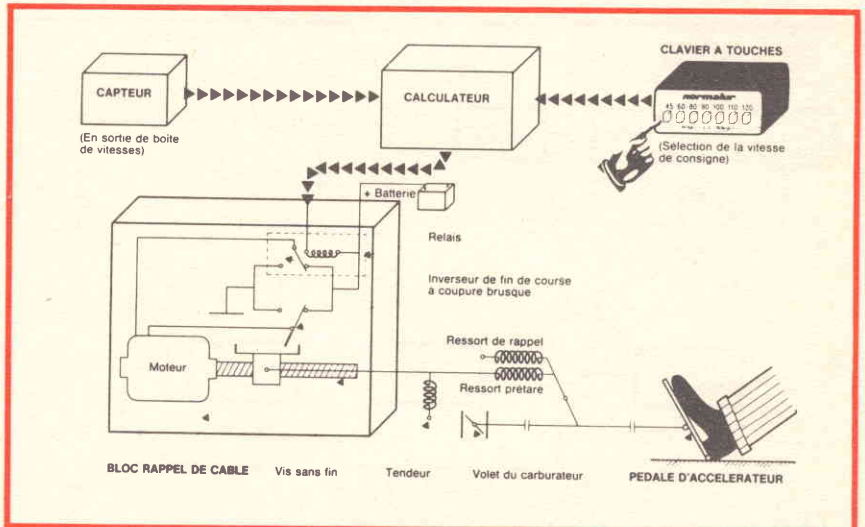
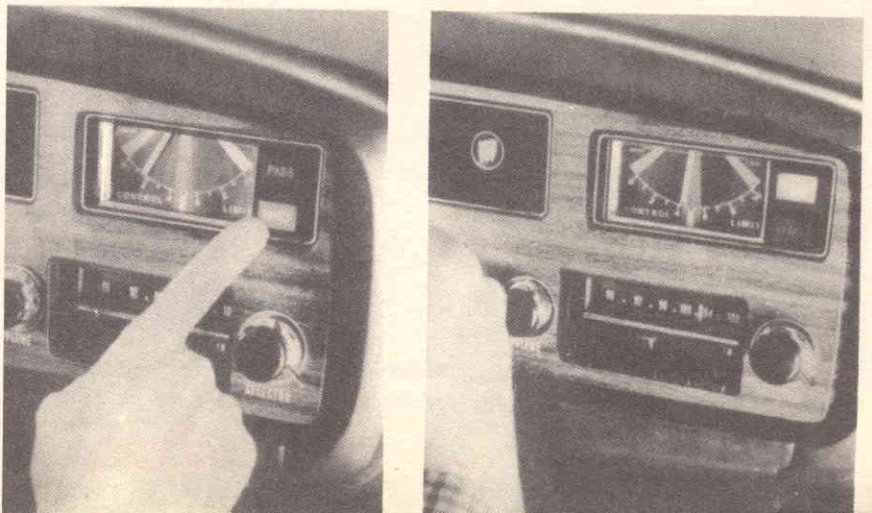



Fig. 5-B - Schema elettrico dello stabilizzatore elettronico di velocità denominato «Normalur», prodotto dalla Renault.

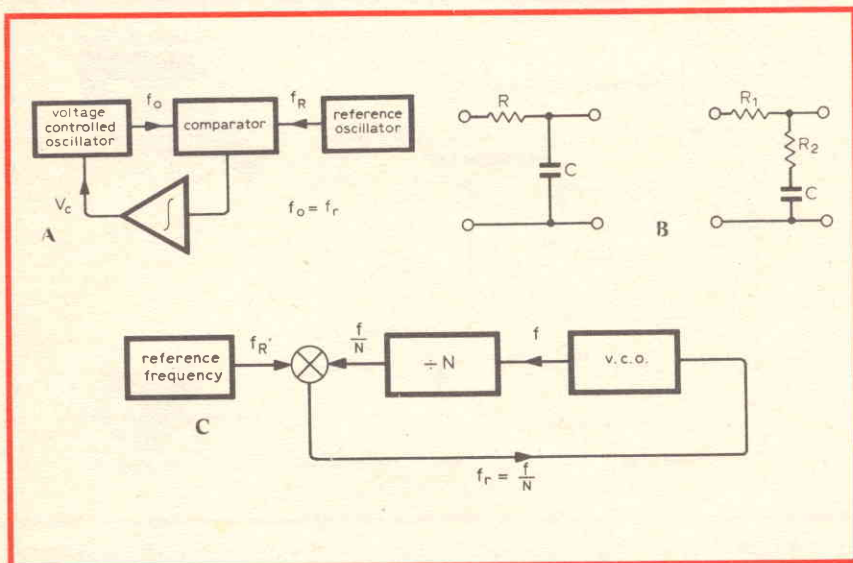
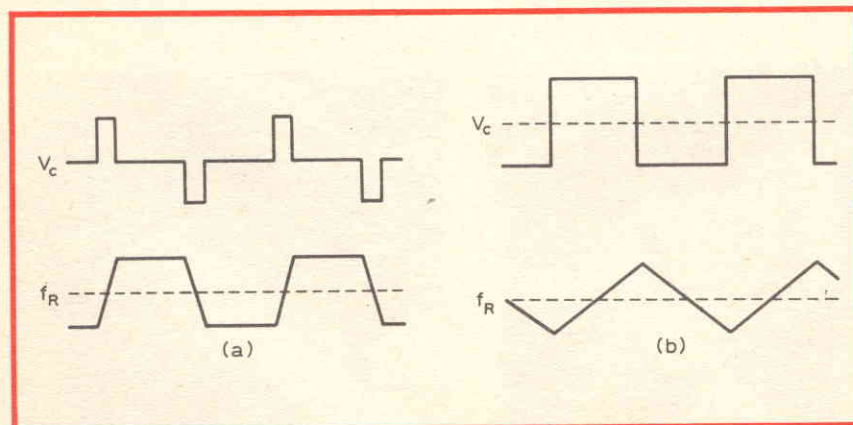
Fig. 6 - Altra tipica applicazione elettronica per l'automobile: il dispositivo indicato in «A», e visibile più dettagliatamente in «B» è uno strumento ad ago che deve essere immobilizzato tramite un controllo presente sul volante, cosa possibile soltanto se chi si sottopone alla prova non è sotto l'effetto dell'acool.

l'ago. Se non ci riesce, la vettura non risulta in condizioni di partire regolarmente.

In sostanza, l'elettronica nell'automobile non viene sfruttata soltanto per creare dispositivi elettromeccanici di sicurezza, ma anche per l'allestimento di apparecchiature di controllo, di misura, di richiamo, di allarme, ecc., per non parlare di sistemi antifurto, che tendono a rendere l'impiego dell'automobile sempre più pratico e semplice, e soprattutto sempre più sicuro: l'articolo descrive anche moderni impianti di iniezione elettronica coi quali si riduce notevolmente l'inquinamento atmosferico a seguito della riduzione della quantità di gas incombusti, nonché alcuni sistemi di illuminazione elettronica, l'impiego dei regolatori di tensione per migliorare le condizioni di funzionamento della batteria, e la tecnica realizzativa di alcuni tipi di circuiti integrati utili a semplificare l'allestimento dei trasduttori sensibili ai vari parametri.

NUOVO APPROCCIO PER LA SINTESI DIGITALE DI FREQUENZA

(Da «Wireless World» - Maggio 1975)

Sebbene l'idea del sintetizzatore di frequenza a fase bloccata esista già da un certo tempo, non è mai stato possibile usare il tipo di comparatore di fase funzionante con gamma di ingresso praticamente infinita, e con una risoluzione di sei cifre, pur producendo un segnale con modulazione residua di frequenza molto bassa. L'articolo che recensiamo chiarisce invece come è possibile ridurre l'entità di questo residuo, pur mantenendo un rapido tempo di responso ed una risoluzione elevata.

Fondamentalmente, il circuito di accoppiamento a fase bloccata rappresenta un mezzo per controllare la frequenza di un oscillatore a controllo di tensione, in modo tale che la sua frequenza di funzionamento equivalga ad una frequenza di riferimento, oppure a un multiplo o a un sottomultiplo di essa.

Per questo scopo, è appunto necessario ricorrere all'impiego di un comparatore di fase.

Il circuito elementare, rappresentato dallo schema a blocchi di **figura 7-A**, è un sistema del primo ordine, in quanto l'errore consiste esclusivamente nella fase. Si sfrutta proprio questo errore per controllare l'oscillatore a controllo di tensione, allo scopo di correggere la frequenza. Dal momento che l'uscita del comparatore di fase contiene le componenti di frequenza dell'oscillatore di livello relativamente elevato, si fa uso del filtro passa-basso illustrato in **B**.

I componenti di questo filtro devono essere naturalmente scelti con cura, allo scopo di conseguire un buon margine di fase nelle caratteristiche del circuito.

Per rendere questo dispositivo efficiente, trasformandolo in un sintetizzatore fondamentale, si aggiunge il divisore programmabile illustrato in **C**. Se il rapporto di divisione è alto, la frequenza di confronto diventa bassa.

Le forme d'onde dei segnali presenti nel comparatore sono illustrate alla **figura 8:** in (a) sono illustrati i segnali di ingresso, mentre (b) rappresenta l'andamento dei segnali di uscita.

Dopo aver descritto lo schema a blocchi generico del generatore di segnali a frequenza bloccata, l'articolo si dilunga sulla descrizione del circuito più dettagliato che riproduciamo alla **figura 9:** l'uscita dell'oscillatore a controllo di tensione e le linee di riferimento pilotano entrambe dei circuiti monostabili, le cui uscite pilotano a loro volta alternativamente il circuito «flip-flop», per produrre un segnale ad onde rettangolari quando le frequenze sono uguali.

Una volta che l'oscillatore a controllo di tensione produce un impulso che mette in funzione il «flip-flop», l'uscita viene a trovarsi nelle condizioni «Nand», e di conseguenza la linea dell'oscillatore a controllo di tensione è in grado di stabilire se un altro impulso si presenta prima che l'impulso di ripristino delle condizioni originali intervenga nei confronti del «flip-flop».

Se si presenta un impulso, ciò significa che l'oscillatore a controllo di tensione funziona con frequenza eccessiva, per cui il «gate» produce un impulso di riduzione.

L'articolo conclude l'argomento con un esame dettagliato del sistema di bloccaggio della fase, e con l'analisi delle prestazioni di un generatore di segnale sintetizzato.

Fig. 7 - Schema a blocchi semplificato di un circuito di accoppiamento a fase bloccata (A); schema di principio di filtri del tipo passa-basso (B), e schema a blocchi fondamentale del sintetizzatore di frequenza (C).

Fig. 8 - Forme d'onda d'ingresso (a) e di uscita (b) rilevabili nel comparatore.

CLASSIFICAZIONE DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

(Da «Le Haut Parleur - N. 1499 - 10 Aprile 1975)

L'articolo che recensiamo fa parte di una lunga serie, che costituisce un vero e proprio corso di aggiornamento elettronico: infatti, considerando la rapidità con cui vengono presentate le più recenti innovazioni per mezzo della stampa tecnica, i corsi di aggiornamento

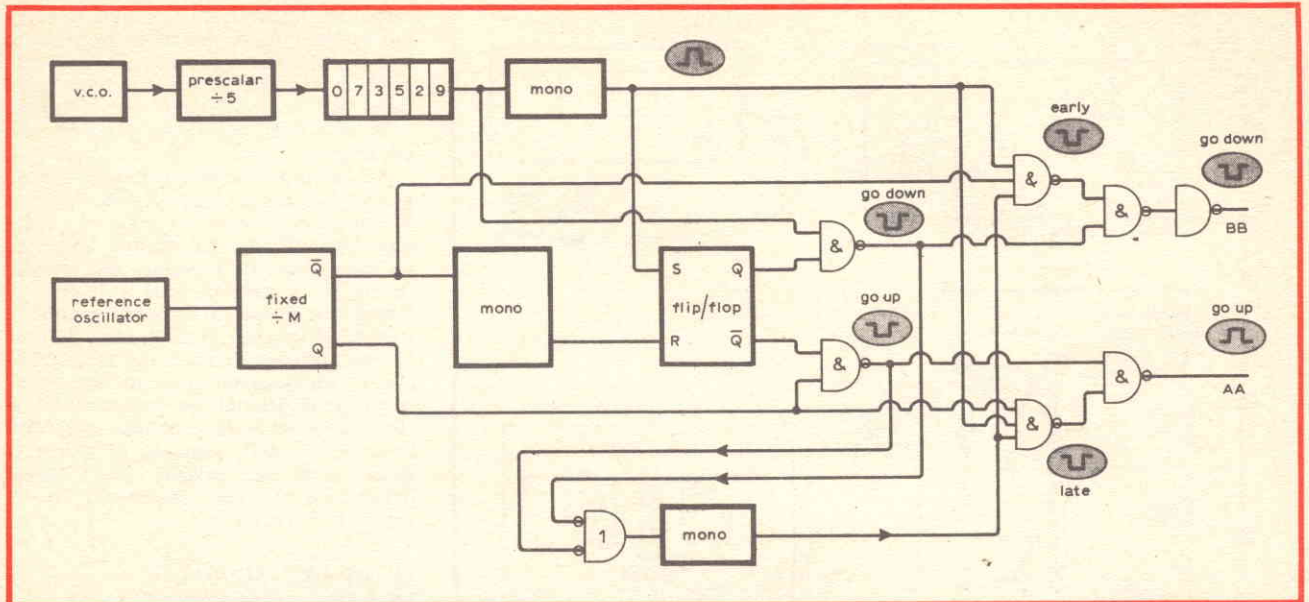



Fig. 9 - Schema a blocchi semplificato dell'intero sintetizzatore di frequenza funzionante sul sistema dell'accoppiamento a fase bloccata.

di questo genere si impongono allo scopo di mantenere i lettori al corrente con i progressi, mano a mano che vengono realizzati e introdotti in pratica in veste commerciale.

La puntata alla quale ci riferiamo si basa sulla tabella di **figura 10,** che sintetizza da un lato i simboli grafici dei diversi tipi di transistori a effetto di campo, e a destra alcuni esempi della loro struttura interna, dalla cui rappresentazione grafica è possibile intuirne le caratteristiche di funzionamento.

La tabella effettua una prima distinzione, tra transistori a effetto di campo di tipo tripolare, differenziando gli esemplari a canale «n» da quelli a canale «p». Vengono poi rappresentati i transistori, sempre a effetto di campo, del tipo a griglia isolata e ad arricchimento, seguiti dai tipi ad impoverimento («depletion») e a doppio meccanismo. In seguito il testo descrive gli esemplari a griglia isolata ma muniti di collegamento uscita del substrato, per poi citare i tipi a contatti multipli, i tetrodi (in esecuzione quadripolare), sempre nelle versioni a canale «n» e «p».

Oltre ad illustrarne i simboli grafici e le strutture, l'articolo, con l'aiuto di

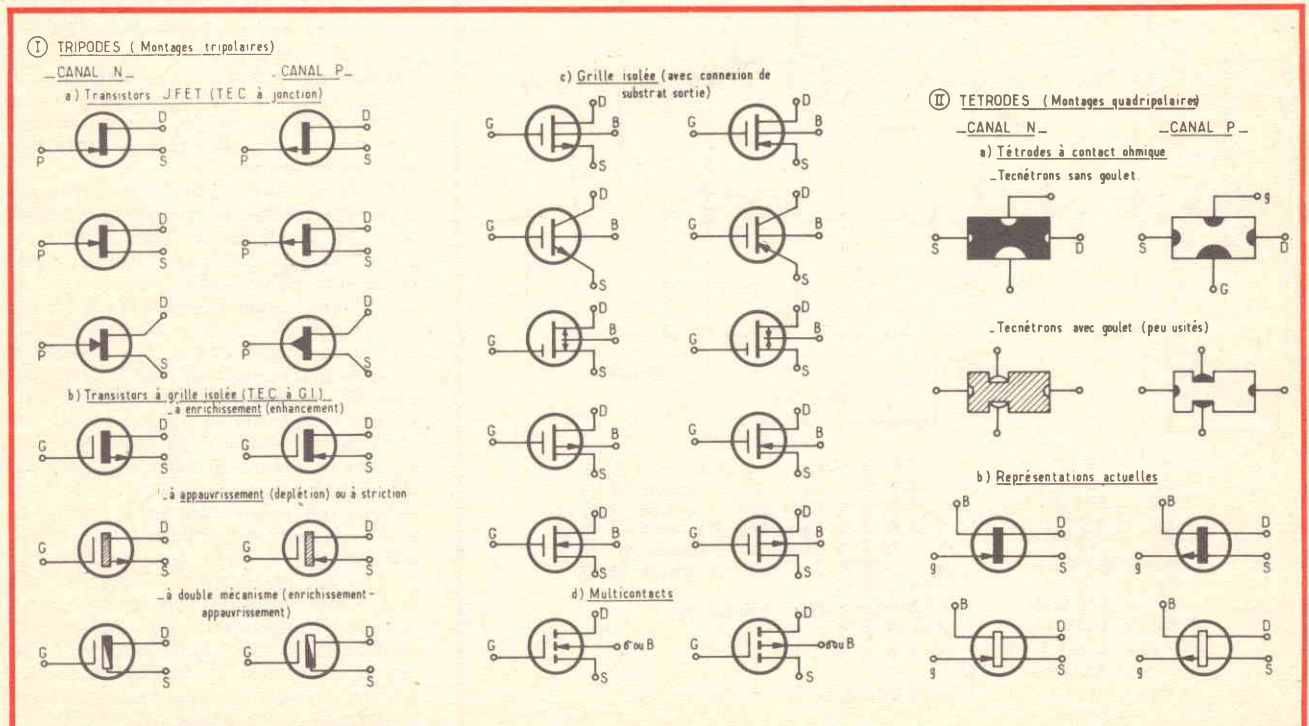



Fig. 10 - Tabella riassuntiva dei simboli grafici adottati per differenziare tra loro i diversi tipi di transistori ad effetto di campo a giunzione singola e con struttura MOS-TEC.

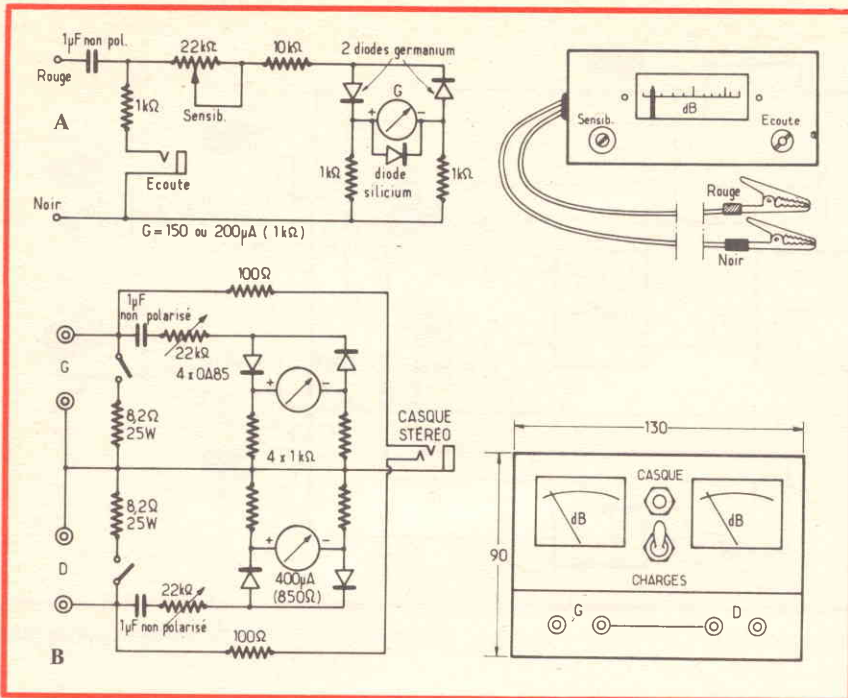



Fig. 11 - Due diverse applicazioni per il controllo delle prestazioni di un amplificatore di bassa frequenza: in «A», a sinistra lo schema e a destra l'aspetto di un «Vu-meter»: in «B» a sinistra lo schema ed a destra l'aspetto pratico di un amplificatore di carico per l'esecuzione di misure su impianti stereofonici.

Fig. 12 - Schema elettrico ed elenco dei componenti dell'amplificatore di misura descritto nel testo.

numerose illustrazioni che non riportiamo per brevità, ne sintetizza la struttura interna, ne chiarisce le tecnologie di fabbricazione, e stabilisce quali sono i casi tipici in cui conviene il loro impiego, a seconda della natura dei problemi che occorre risolvere.

Ad esempio, dovendo amplificare segnali a frequenza molto elevata, attraverso un circuito che imponga una forte impedenza di ingresso ed una bassa impedenza di uscita, la lettura dell'articolo permette di stabilire qual è il tipo di transistore ideale, e consente quindi al tecnico progettista di effettuarne la scelta non soltanto in base alle caratteristiche di funzionamento ideali, ma anche in funzione dei tipi più facilmente reperibili in commercio, tenendo conto dell'ammontare della tensione di alimentazione, della sua polarità, dell'intensità delle correnti, delle impedenze di ingresso e di uscita, ecc.

LE MISURE GLOBALI IN BASSA FREQUENZA

(Da «Le Haut Parleur» N. 1499 del 10 Aprile 1975)

Anche questo è un articolo che fa parte di una lunga serie, allestita per documentare i tecnici che desiderano approfondire l'argomento della bassa frequenza.

Gli apparecchi che sono stati descritti in precedenti puntate rispondono ad esigenze specifiche, e cioè alle necessità di valutazione o di misura delle caratteristiche di transistori, alla misura di una tensione alternata, alla distorsione armonica di un segnale, alla generazione di impulsi, ecc.

Essi corrispondevano però ad una concezione classica e cartesiana del laboratorio, che comprende sia apparecchi sia funzioni da soddisfare. Questa configurazione, calcolata sul professionalismo, permette di conseguire misure precise con relative complicazioni a causa delle interconnessioni.

Esiste un altro metodo per misurare le caratteristiche dei circuiti elettronici, realizzati o già pronti per funzionare, e precisamente l'impiego di un materiale di misure globali delle prestazioni, per controllare qualitativamente il buon funzionamento, rivelare la presenza di un guasto, e permetterne la riparazione.

Dopo aver enunciato i princìpi fondamentali del metodo uditivo, col quale, a patto che si sia in possesso della necessaria esperienza, è già possibile classificare la natura di un eventuale guasto, semplicemente apprezzando le alterazioni dei suoni riprodotti rispetto a quelli che essi dovrebbero essere presumibilmente, l'articolo descrive l'impiego pratico dei cosiddetti «Vu-meter», vale a dire dei misuratori di uscita, il cui uso serve soprattutto per stabilire la potenza di amplificazione da parte di un circuito, e quindi le sue regolari condizioni di funzionamento, in base all'impedenza di uscita, alla potenza nominale, ecc.

La **figura 11** rappresenta in **A** lo schema elettrico tipico di un «Vu-meter» di

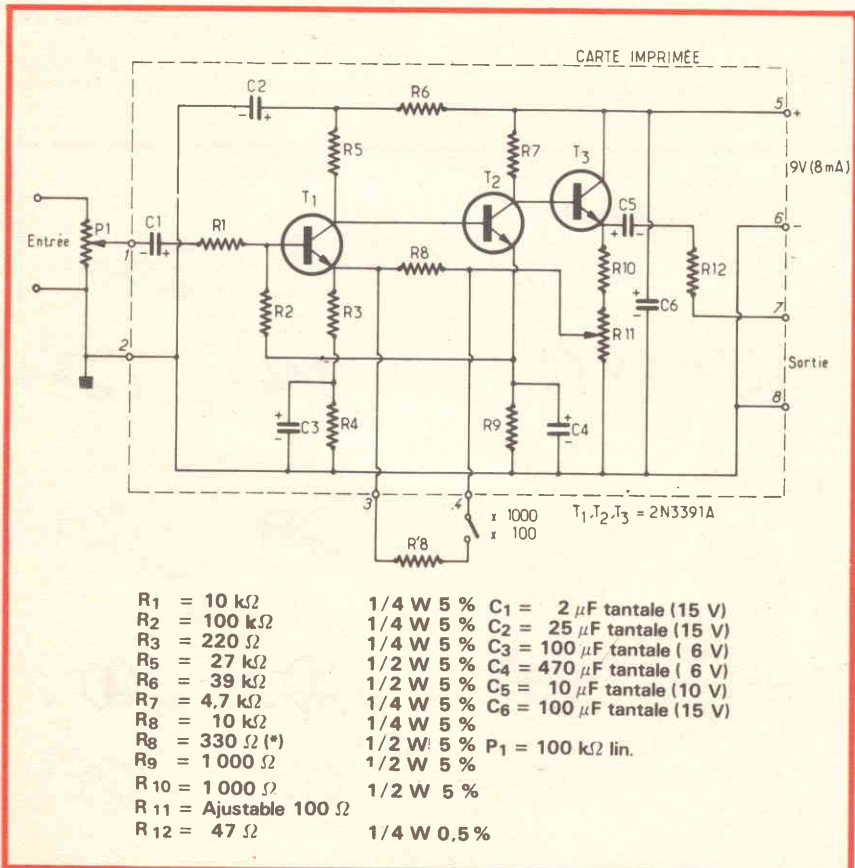
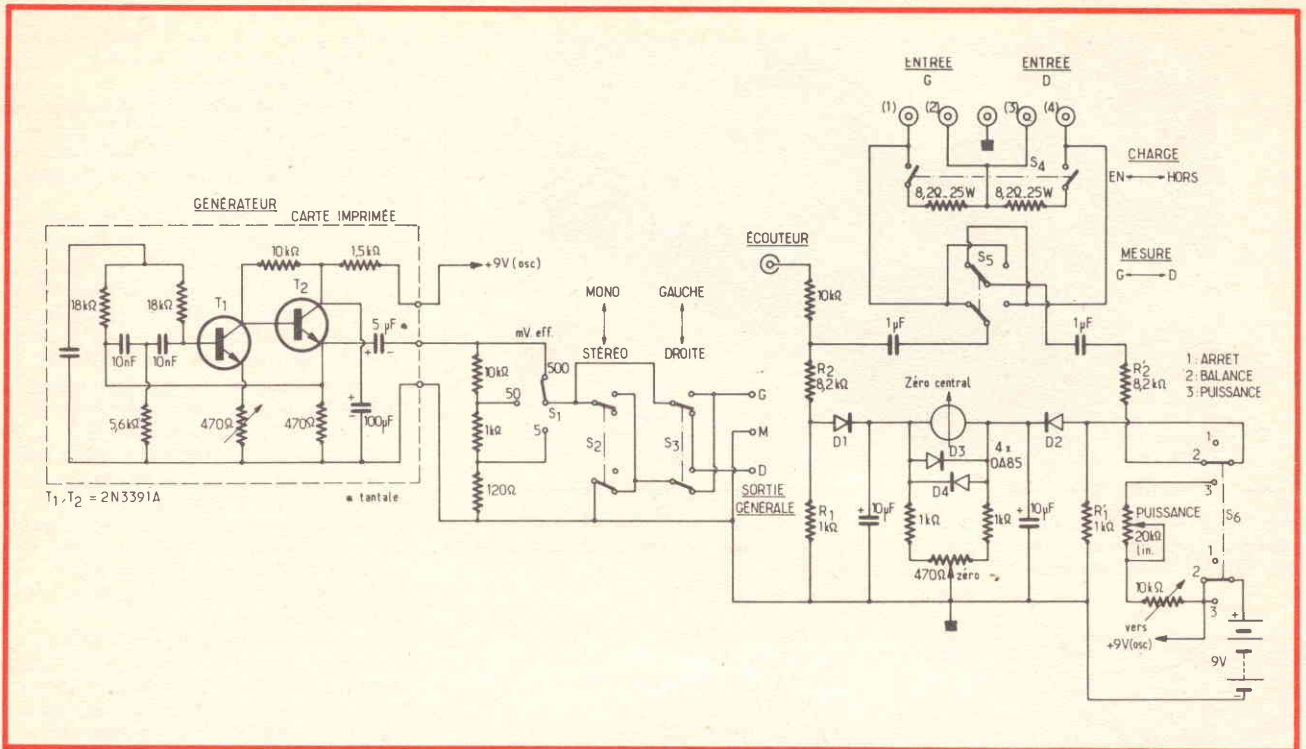



Fig. 13 - Schema elettrico completo dello strumento denominato «Hi-Fi Tester», attraverso il quale è possibile eseguire rapidamente la maggior parte delle prove più significative per il controllo di amplificatori ad alta fedeltà.

controllo, e a destra la sua esecuzione pratica, basata sull'impiego di uno strumento del tipo a scala orizzontale.

La sezione **B** della stessa figura 11 rappresenta invece a sinistra la «scatola di carico» di un amplificatore stereofonico, e a destra la sua pratica esecuzione: si tratta in questo caso di un circuito simmetrico, nel quale i segnali vengono prelevati direttamente all'uscita degli amplificatori destro e sinistro di un impianto stereo, per essere rettificati ed applicati ad un voltmetro doppio di tipo differenziale, che permette l'esecuzione della misura contemporaneamente sui due canali, allo scopo di valutare sia le regolari prestazioni per quanto riguarda l'amplificazione, sia l'eventuale irregolare funzionamento del bilanciamento usufruendo del medesimo tipo di segnale applicato all'ingresso.

Dopo aver enunciato i princìpi fondamentali sui quali si basa il modesto approccio costituito dalla stazione di prova, l'articolo descrive un ausilio prezioso per il tecnico, vale a dire l'amplificatore di misura, il cui schema elettrico è riprodotto alla **figura 12,** con l'aggiunta dell'elenco dettagliato dei componenti.

Il potenziometro P1 di questo schema, del valore di 100 kΩ, disposto all'ingresso, permette di dosare l'ampiezza del segnale da amplificare. Il segnale di ingresso viene sbarazzato dalla sua componente continua grazie alla presenza del condensatore C1 in serie ad R1, e l'emettitore di T1 è unito alla massa attraverso due resistori, R3 ed R4, di cui uno solamente risulta disaccoppiato.

Questa disposizione aumenta molto sensibilmente l'impedenza di ingresso, e permette di applicare una controreazione tra il cursore di R11 (emettitore di T3) e l'emettitore di T1.

Per diminuire l'intensità del rumore, i transistori sono stati scelti in una serie adattata a questa funzione, e la corrente di collettore di T1 è stata ridotta ad un valore molto debole con l'aggiunta di R6 (disaccoppiata mediante C2) e di R5, di valore elevato.

Lo stadio di uscita riduttore di impedenza (T3) viene fatto funzionare con accoppiamento di emettitore: il carico di emettitore, R10, risulta in serie ad un resistore regolabile, che dosa la reazione negativa, variando l'ampiezza del segnale che viene applicato a T1, in opposizione di fase.

Le prestazioni di questo circuito vengono regolate attraverso R11, e si riesce ad ottenere la tensione di uscita di 1 V efficace quando il segnale di ingresso è di 1 mV alla frequenza di 1.000 Hz.

Dopo aver descritto con ricchezza di dettagli la tecnica costruttiva di questo amplificatore di misura, la cui disponibilità si rivela utile soprattutto quando le misure devono essere compiute nei confronti di segnali molto deboli, l'articolo descrive infine un apparecchio compatto ma completo, denominato «Hi-Fi Tester».

Lo schema è illustrato alla **figura 13,** e comporta sostanzialmente tre parti: un generatore a frequenza unica, una coppia di resistori di carico, ed un dispositivo di misura differenziale, molto semplice, a zero centrale.

L'oscillatore funziona alla frequenza di 1.000 Hz, con due transistori collegati in cascata ed un accoppiamento reattivo a doppio «T», predisposto tra l'emettitore del secondo stadio e la base del primo.

Il resistore regolabile collocato nel circuito di emettitore del primo stadio serve per regolare il guadagno al limite, per ottenere l'onda più pura possibile, cosa che viene conseguita con una tensione di uscita prossima al valore di 500 mV. La distorsione armonica tipica è dello 0,5%.

Un attenuatore di massima a tre posizioni permette di disporre di una tensione di 500, 50 oppure 5 mV su impedenza di basso valore.

Due resistori sono stati disposti in questo apparecchio per costituire il carico dell'amplificatore sotto prova: i valori di questi resistori sono stati stabiliti in 8,2 Ω (25 W), che corrisponde al caso più frequente.

Quattro terminali di ingresso ed uno di massa sono riuniti sulla basetta di raccordo, il che facilita l'impiego dell'apparecchiatura.

Disponendo quindi di questo strumento, che chiunque può allestire con una certa facilità, grazie alla sostanziale semplicità dell'intero circuito, vengono facilitate tutte le misure tendenti ad accertare le prestazioni reali di un amplificatore, controllandole ex novo se si tratta di una realizzazione sperimentale, oppure rispetto alle caratteristiche nominali se si tratta invece di un amplificatore di produzione commerciale, che sia stato sottoposto ad operazioni di controllo.

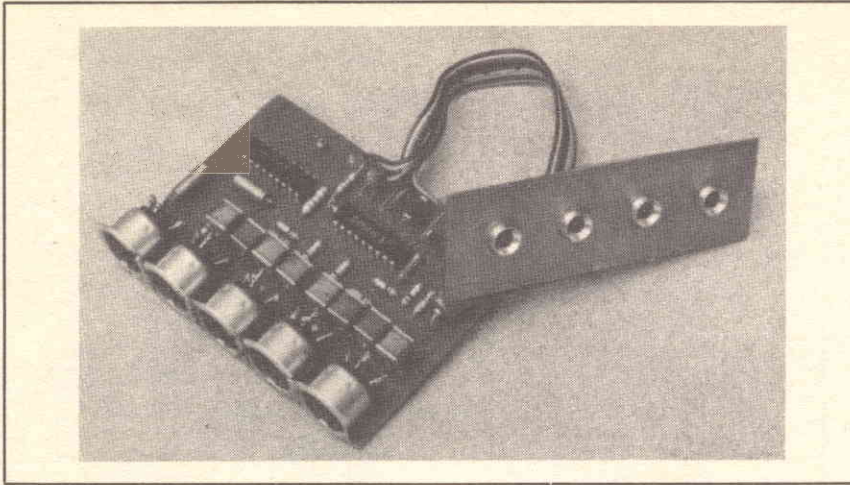
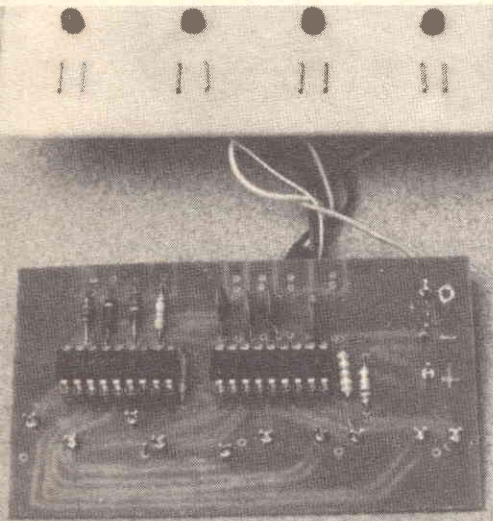



Fig. 14-A - Realizzazione pratica di un circuito del tipo «Touch Control» a commutazione statica dei segnali a bassa frequenza. Si tratta di un sistema ad alimentazione asimmetrica.

COMMUTAZIONE STATICA DI SEGNALI MEDIANTE DISPOSITIVI «TOUCH-CONTROL»

(Da «Le Haut Parleur» N. 1499 del 10 Aprile 1975)

Il metodo di comando mediante interruttori statici, più noti alla maggior parte del pubblico sotto il nome di «Touch-Control» viene impiegato correntemente nell'industria della televisione, come in quella dell'alta fedeltà, quando cioè serve per la selezione degli elementi di una catena o delle stazioni.

Fig. 14-B - Circuito di commutazione statica stereofonica a comando manuale: in questo caso l'alimentazione è simmetrica, per cui si evita l'impiego di un certo numero di componenti periferici.

Fig. 15 - Schema sinottico del circuito integrato SAS 580, prodotto dalla Siemens, che permette di commutare quattro catene di televisori, con indicazione numerica diretta.

Questo procedimento, seducente sotto diversi punti di vista, può adattarsi ugualmente alla scelta delle vie nei circuiti di bassa frequenza.

I circuiti integrati di produzione più recente, se sono stati studiati per selezionare delle tensioni continue, permettono anche la trasmissione di segnali a bassa frequenza.

Il circuito integrato adatto all'impiego nei dispositivi di questo genere è soprattutto comandato a seguito dello sfioramento, o più precisamente attraverso la resistenza ohmica presente all'estremità del dito che entra in contatto con due elettrodi prossimi tra loro.

Questa resistenza può naturalmente variare tra qualche centinaio di migliaia di ohm e diverse diecine di MΩ, a seconda dello stato igrometrico della pelle.

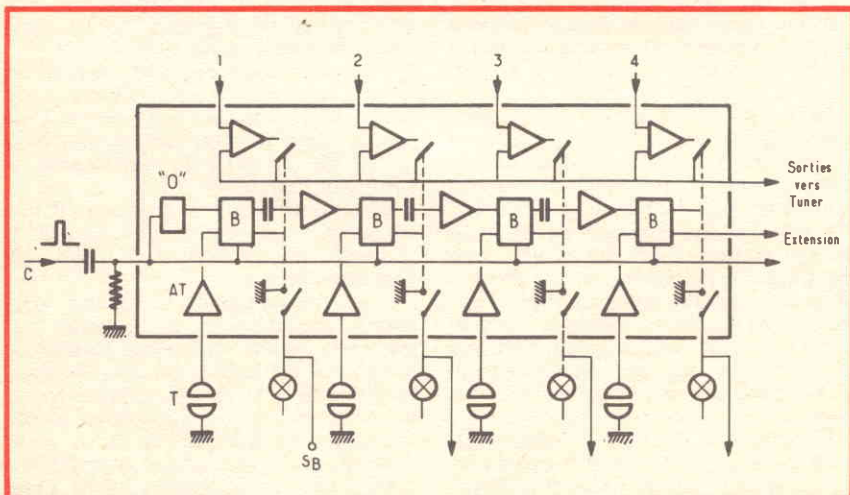
Col variare dell'età, la resistenza della pelle aumenta o diminuisce, sebbene i circuiti integrati che sono stati studiati siano molto sensibili, nel senso che una corrente dell'ordine di 500 nA è sufficiente per determinare il comando delle funzioni.

Un esempio tipico di apparecchiatura di questo genere è illustrato alla **figura 14-A:** in questo dispositivo il circuito è del tipo a commutazione statica dei segnali. Si tratta di un'apparecchiatura ad alimentazione asimmetrica, nella quale si nota la presenza di componenti periferici, di condensatori di collegamento e di resistori di polarizzazione.

Un altro esempio tipico è quello illustrato alla **figura 14-B,** nel quale il circuito di commutazione statica stereofonica è del tipo classico: in questo caso, tuttavia, l'alimentazione è di tipo simmetrico, ed una gran parte dei componenti periferici è quindi stata eliminata.

Per la realizzazione di dispositivi di questo genere si fa spesso uso del circuito integrato tipo SAS 580, di produzione Siemens, il cui schema semplificato, è riprodotto alla **figura 15:** questo circuito permette di commutare quattro catene di televisori, con possibilità di rilevare i dati di selezione attraverso tubi Nixie, oppure impiegando lampade ad incandescenza, con comando sequenziale.

L'articolo descrive la tecnica di allestimento di circuiti integrati per «Touch-Control», nonché le applicazioni dei circuiti alla commutazione degli impianti per audiofrequenze: lo schema di **figura 16** — ad esempio — rappresenta il metodo di commutazione statica a quattro ingressi ed una sola uscita, precisato dalla Siemens. L'alimentazione di questo circuito avviene ad opera di un'unica sorgente di tensione, grazie al fatto che viene usato per la sua realizzazione il circuito integrato tipo SAS 580.

L'articolo descrive altri circuiti, tra cui un sistema di commutazione statica a quattro ingressi, estensibile per multipli di quattro, un sistema di commutazione per impianto stereofonico, un sistema impiegante circuiti RTC o di produzione Texas, ed altri ancora. Nella conclusione, l'articolo afferma che la commutazione statica dei segnali di bassa frequenza è possibile con un costo interessante sotto il profilo industriale.

UN PREAMPLIFICATORE MICROFONICO A BASSA IMPEDENZA

(Da «Electronique Pratique» - N. 1506, 29 Maggio 1975)

I microfoni di classe elevata presentano di solito un'impedenza dell'ordine di 200 Ω. Il modulo che viene proposto nell'articolo permette di impiegare microfoni di questo genere, con una sensibilità che permette di applicare i segnali all'ingresso di un amplificatore in funzione ausiliaria, vale a dire ad alto livello.

Lo schema elettrico del preamplificatore è illustrato alla **figura 17:** esso comprende due stadi identici tra loro montati con emettitore comune (funzionanti con amplificazione di tensione), ed uno stadio adattatore di impedenza, funzionante invece col collettore comune.

L'ingresso viene caricato con un resistore da 200 Ω. Il segnale proveniente dal microfono è applicato alla base del primo transistore, attraverso un condensatore elettrolitico da 10 μF. La base viene polarizzata ad opera del ponte di resistori costituito da R2 e da R3.

L'emettitore viene polarizzato invece mediante due resistori in serie, R5 ed R6. Quest'ultimo resistore si trova in parallelo ad un condensatore elettrolitico di valore molto alto, il che permette di ottenere un'amplificazione molto elevata. Il resistore R5 serve invece per ottenere una certa controreazione, e per ridurre quindi il tasso di distorsione.

Il carico di collettore permette di disporre del segnale amplificato, che viene trasmesso tramite un altro condensatore elettrolitico ad un potenziometro regolabile.

L'alimentazione di questo primo stadio avviene con una tensione di + 20 V, che risulta disaccoppiata attraverso la cellula RC costituita da R7 e da C4.

Il secondo stadio è identico al primo, e funziona anch'esso con una tensione di alimentazione di + 20 V.

Lo stadio di uscita, Q3, precede l'accoppiamento diretto tra il collettore di Q2 e la base di questo stadio, il cui collettore è collegato direttamente alla linea positiva di alimentazione. In serie all'emettitore — invece — è presente il resistore R14, ai capi del quale si pre-

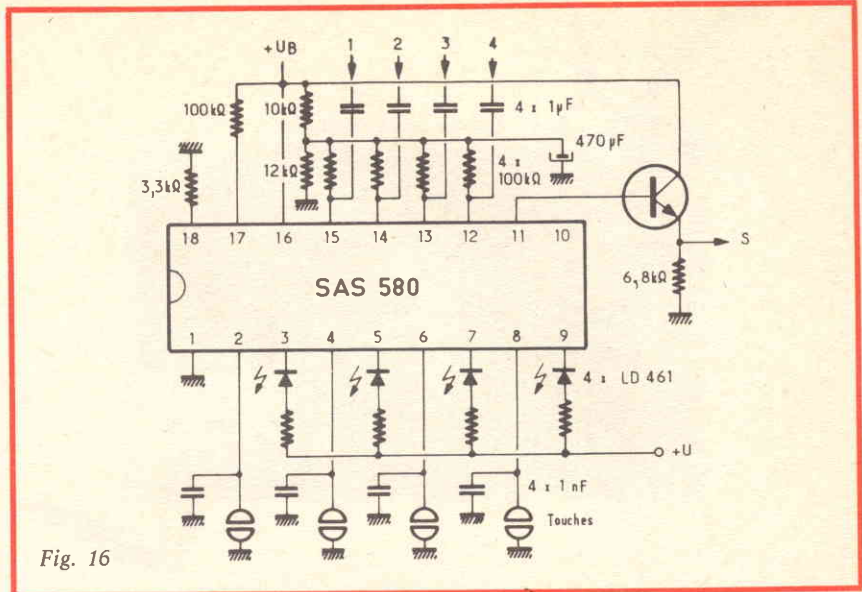



Fig. 16

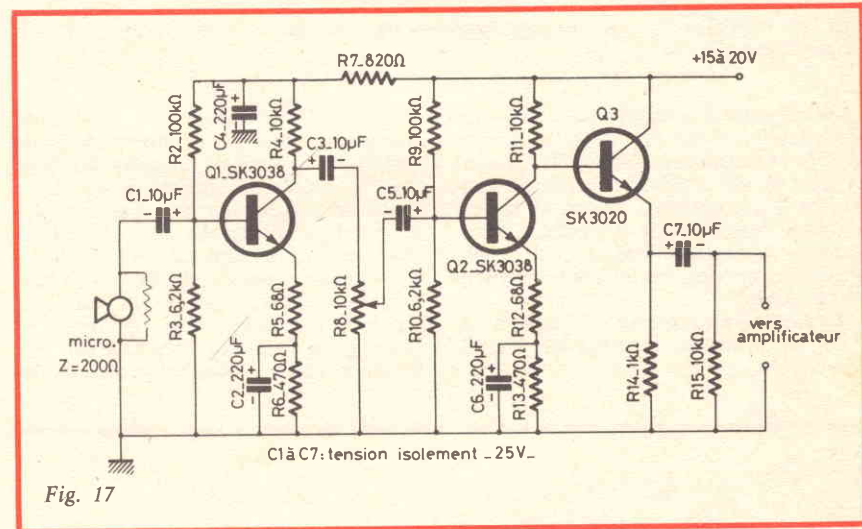



Fig. 17

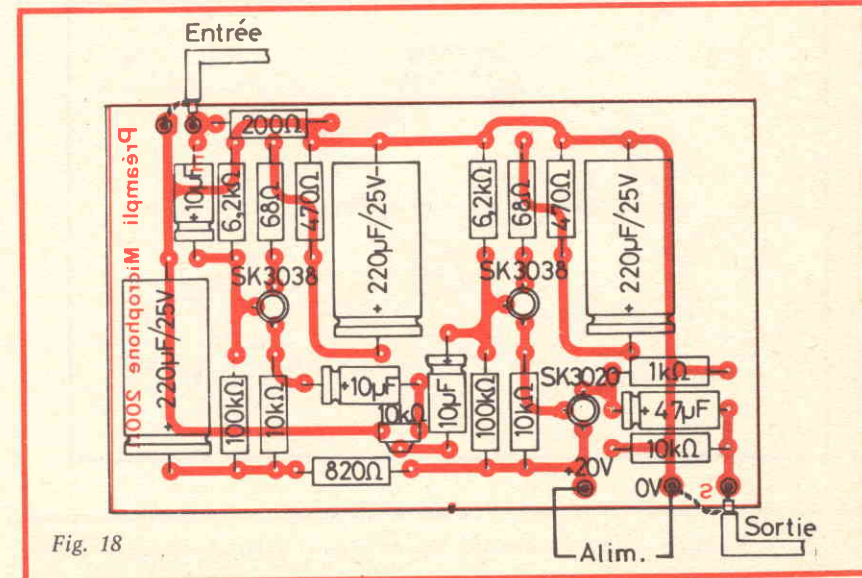



Fig. 18

Fig. 16 - Altro schema di un dispositivo «Touch Control» a circuito integrato, escogitato dalla Siemens: anche questo circuito funziona con una sola tensione di alimentazione.

Fig. 17 - Circuito elettrico completo del preamplificatore microfonico adatto al funzionamento con microfoni a bassa impedenza.

Fig. 18 - Circuito stampato e disposizione dei componenti per l'allestimento del preamplificatore di cui alla figura 17.

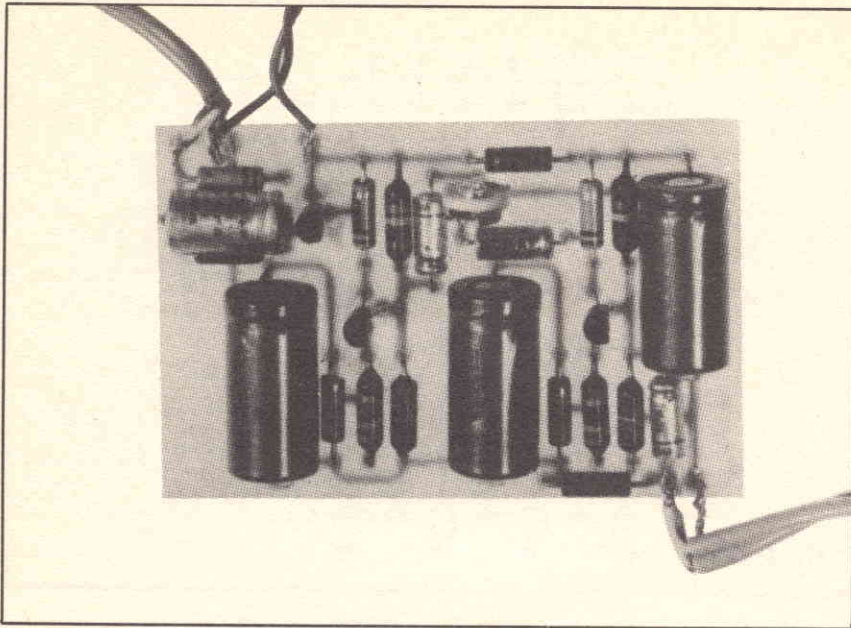



Fig. 19 - Fotografia del preamplificatore montato in base al circuito ed alla disposizione di figura 18.

senta il segnale amplificato. Quest'ultimo viene prelevato attraverso la capacità C7, per risultare disponibile ai capi di R15, la cui impedenza è tale da consentire il collegamento diretto all'ingresso di un amplificatore normale, e precisamente all'ingresso riservato al canale ausiliario, per segnali di livello relativamente elevato.

La **figura 18** rappresenta la tecnica costruttiva di questo semplice preamplificatore.

E' facile riscontrare che il circuito stampato è stato progettato in modo da realizzare la massima distanza possibile tra il circuito di ingresso e quello di uscita, allo scopo di evitare quegli accoppiamenti capacitivi che — anche se minimi — possono dare adito ad oscillazioni parassite, provocando quindi la presenza di segnali indesiderabili che dovrebbero comunque essere eliminati.

La **figura 19** è una fotografia che rappresenta l'intero preamplificatore totalmente montato, facendo vedere per trasparenza le strisce di rame presenti sul lato opposto, in conformità a quanto illustrato alla figura 18.

Il breve articolo viene concluso con una nota, nella quale si precisa che i transistori Q1 e Q2, del tipo SK3038, possono essere sostituiti dai tipi RCA40233. Il transistore Q3 può invece essere sostituito dal tipo 2N3242-A.

UN ANTIFURTO AD EFFETTO «DOPPLER»

(Da «Electronique Pratique» - N. 1506 del 29 Maggio 1975)

La principale prerogativa che normalmente si richiede ad un impianto per la rivelazione della presenza di intrusi è quella di non essere individuabile: infatti, i raggi luminosi permettono di solito di realizzare semplicemente delle barriere che un eventuale intruso cercherà per quanto possibile di evitare.

Con l'installazione di impianti di allarme a radiazioni infrarosse, il raggio diventa invisibile, ma l'intruso non è sempre obbligato a passare attraverso l'itinerario che gli avete preparato.

I sistemi basati sull'impiego di fili elettrici e di contatti, di nastri, ecc., sono in genere abbastanza efficaci, ma impongono un'installazione ingombrante e difficile da rendere discreta, se il montaggio non è stato previsto al momento della costruzione dell'abitazione o del locale. Ciò premesso, il sistema che viene proposto in questa occasione è invece molto semplice, e funziona ad ultrasuoni.

E' praticamente possibile realizzare con tutta semplicità un sistema di allarme ultrasonico, creando una barriera costituita da un trasmettitore predisposto ad una certa distanza da un ricevitore. Se qualcuno si interpone tra il trasmettitore ed il ricevitore, il raggio viene perturbato, e la variazione di livello rivelata serve per comandare un dispositivo di allarme di qualsiasi tipo.

Naturalmente, in questa applicazione si riscontrano le stesse difficoltà che vengono riscontrate al momento dell'installazione di una barriera ottica, nel senso che è necessario che l'intruso interrompa il raggio affinché l'allarme entri in funzione. L'allarme che viene proposto funziona in base all'effetto «Doppler».

Tutti hanno certamente sentito parlare di questo effetto, che viene sfruttato in numerose occasioni, sia in campo acustico, sia negli impianti radar, ecc.

Lo sfruttamento di questo fenomeno permette di rivelare un movimento, proprietà che si applica perfettamente alla rivelazione della presenza di un intruso: il rivelatore viene predisposto in un contenitore, possibilmente nascosto, e — quando ci si sposta, anche con la massima lentezza — il rivelatore mette in funzione il dispositivo che viene collegato ad esso, e che può consistere in una lampada che si accende, in una sirena, o in altro.

In riferimento alla **figura 20,** supponiamo che una sorgente sonora produca

Emetteur
Récepteur

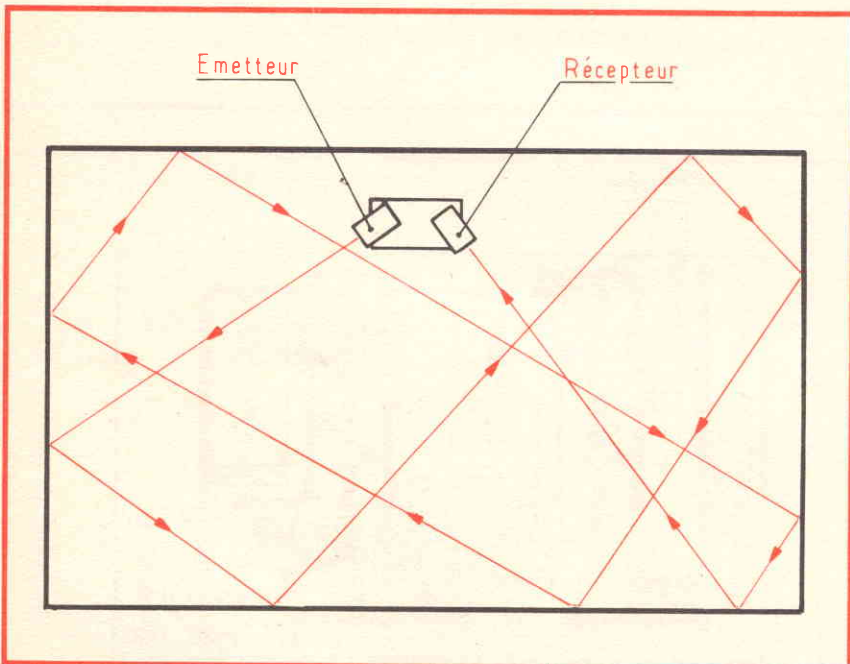



Fig. 20 - Principio di funzionamento del rivelatore della presenza di intrusi funzionante ad ultrasuoni.

delle onde ad una determinata frequenza. Le onde sonore si propagano in una determinata direzione, nettamente identificata a causa della loro frequenza elevata. Gli impulsi sonori non si propagano però indefinitamente, nel senso che — non appena urtano contro una parete riflettente — vengono riflessi in una direzione simmetricamente opposta, senza perdere gran parte della loro intensità.

Osservando la figura citata si può notare che il trasmettitore, facente parte della stessa apparecchiatura che contiene anche il ricevitore, viene orientato in modo tale che le onde sonore urtino verso la parete di sinistra, dalla quale vengono riflesse verso la parete inferiore. L'urto contro quest'ultima determina una nuova riflessione, che attraversa diagonalmente il locale, portando le onde sonore ad urtare verso l'estremità destra della parte superiore, dalla quale vengono riflesse verso la parete sinistra, e così via.

Seguendo l'intero percorso indicato dalle frecce, è facile notare che — dopo nove riflessioni — le onde sonore tornano alla fine al ricevitore, dove la loro presenza non determina alcun fenomeno, in quanto l'intero impianto è stato predisposto proprio per non provocare alcun segnale di allarme quando le onde sonore, dopo le numerose riflessioni, riescono a raggiungere il ricevitore.

Il percorso di questi segnali acustici a frequenza ultrasonica, riverberate più volte dalle quattro pareti, attraversa diverse volte l'intero locale, creando quindi una rete invisibile che è molto facile interrompere quando ci si sposta attraverso il suddetto locale. Orientando quindi opportunamente il trasmettitore ed il ricevitore, montati su supporti girevoli che ne consentono appunto l'orientamento, è molto facile trovare per i due apparecchi le posizioni che corrispondono al massimo numero di riflessioni, e quindi alla massima complessità della rete disegnata in figura.

Per consentire al Lettore di intuire meglio il principio di funzionamento, almeno per quanto riguarda l'orientamento, la foto di **figura 21** rappresenta l'apparecchiatura interamente montata, e mette in evidenza la struttura delle due unità di trasmissione e di ricezione, chiarendo in quale modo possano essere orientate in qualsiasi direzione, per ottenere appunto il risultato al quale abbiamo accennato.

Fig. 21 - Struttura dell'apparecchio sul quale sono montati il trasmettitore ed il ricevitore, orientabile in qualsiasi direzione per rendere il più possibile fitta la rete dei segnali riverberati.

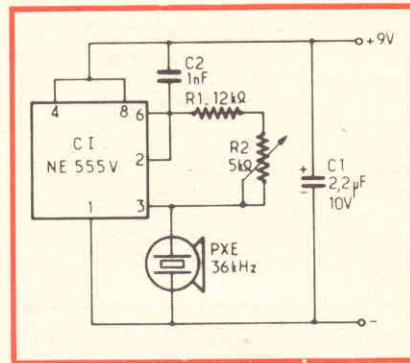



Fig. 22 - Schema del trasmettitore, nel quale si fa uso di un circuito integrato del tipo NE 555 V.

Per quanto riguarda invece l'allestimento, la **figura 22** rappresenta lo schema elettrico del trasmettitore: in questa unità si fa uso di un circuito integrato del tipo NE 555 V, che funziona semplicemente come oscillatore, con l'aggiunta di pochi componenti esterni, e precisamente due condensatori, un resistore fisso, un resistore semifisso ed un

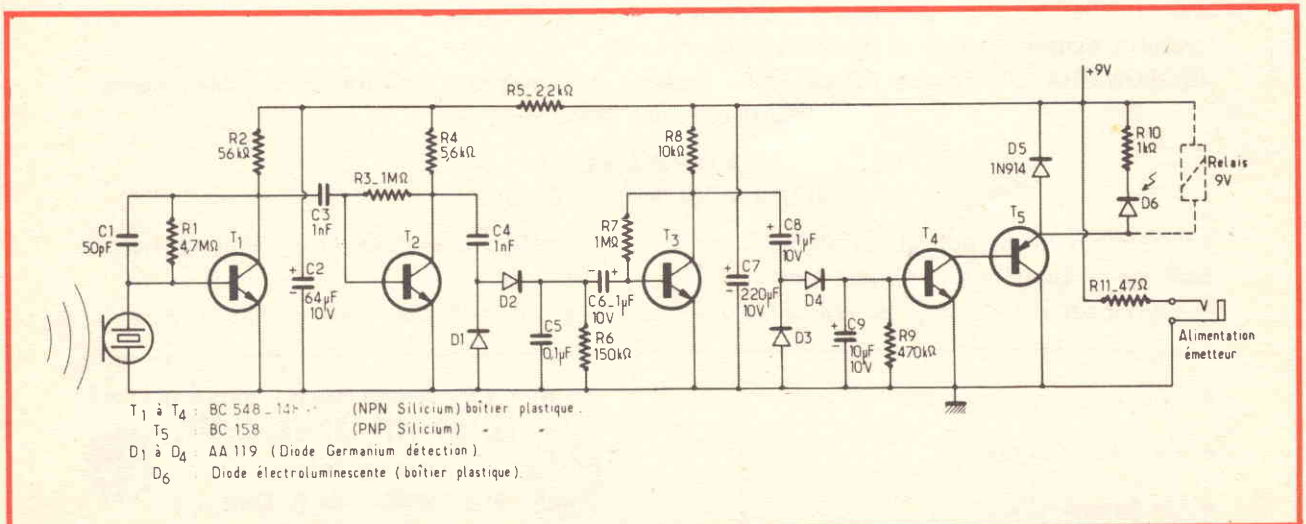



Fig. 23 - Schema elettrico del ricevitore, allestito in modo tale da rendere il circuito sensibile alla minima variazione di ampiezza dei segnali ultrasonici percepiti dal trasduttore presente all'ingresso.

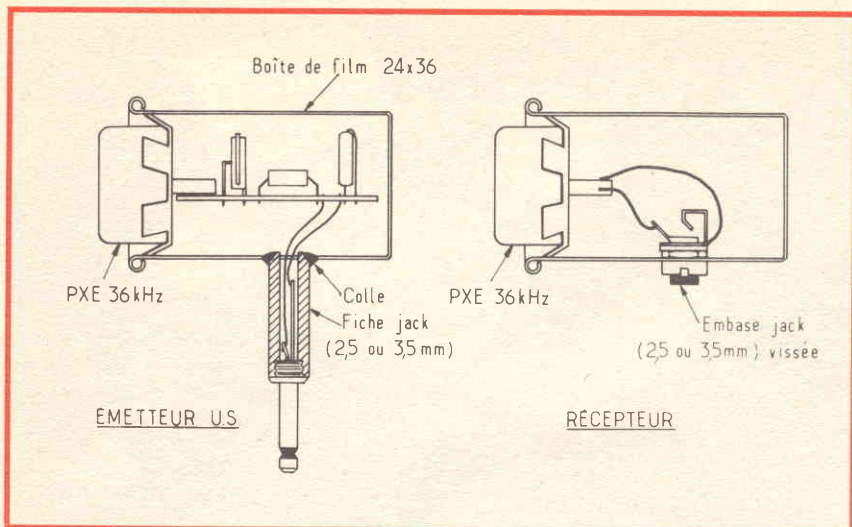



Fig. 24 - Tecnica realizzativa degli involucri orientabili contenenti il trasmettitore (a sinistra) ed il ricevitore (a destra).

trasduttore funzionante sulla frequenza di 36 kHz, oltre alla batteria di alimentazione da 9 V.

Le oscillazioni prodotte dal circuito integrato con l'aggiunta dei componenti esterni mettono in funzione il trasduttore PXE, che emette quindi radiazioni ultrasonore, che vengono fatte passare più volte attraverso il locale, in base al principio descritto.

La **figura 23** rappresenta invece lo schema elettrico dell'unità di ricezione: in questo secondo caso il trasduttore di ingresso, analogo al precedente, riceve gli impulsi a frequenza ultrasonica, e li applica alla base di T1: quest'ultimo consiste in un normale stadio amplificatore di tensione, che — attraverso l'accoppiamento di C3 — trasferisce i segnali amplificati alla base di T2.

I segnali ulteriormente amplificati, e disponibili sul collettore di T2, vengono applicati, tramite C4, ad un rivelatore-duplicatore di tensione, costituito da D1, D2, C5 ed R6. Ai capi di quest'ultima il segnale è presente sotto forma di tensione continua ad ampiezza variabile col variare dell'intensità dei suoni percepiti dal trasduttore di ingresso, e questa tensione viene applicata ad un altro amplificatore, T3, seguito da un nuovo rivelatore-duplicatore, che applica la tensione da sottoporre a nuova amplificazione agli stadi T4 e T5, funzionanti ad accoppiamento diretto.

In sostanza, nel circuito di emettitore di T5, tramite un nuovo sistema di rettificazione, risulta disponibile una tensione continua sufficiente per eccitare adeguatamente il relè nell'eventualità che l'intensità del raggio ultrasonico subisca delle modifiche a causa appunto della presenza di un intruso eventuale.

La **figura 24** illustra la tecnica realizzativa del trasmettitore (a sinistra) e quella del ricevitore (a destra). Entrambe le unità sfruttano un trasduttore a cristallo del tipo PXE funzionante sulla frequenza di 36 kHz, e vengono fissate su di una presa a «jack» inseribile attraverso un apposito connettore, in modo da permettere di orientare i due apparecchi nella direzione voluta, per rendere il più possibile complessa la rete di incroci.

L'articolo non si limita alla sola descrizione del principio di funzionamento, ma fornisce anche tutti i piani di montaggio, che si basano sull'impiego di basette «Veroboard», allo scopo di evitare l'allestimento di circuiti stampati, che potrebbe risultare costoso nell'eventualità che si desideri costruire un unico esemplare dell'impianto antifurto.

Dopo aver chiarito la tecnica di montaggio e quella di installazione, l'articolo conclude con le operazioni di messa a punto, e fornisce una serie di consigli interessanti, su ciò che occorre eventualmente fare in caso di mancato funzionamento o di funzionamento instabile o difettoso.

i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. D. CACACE - Palermo
Codice cassette per registratore

Il codice usato per stabilire la durata di registrazione o di riproduzione consentita da un dato tipo di cassetta è universalmente conosciuto, è questo il motivo per il quale i produttori di registratori si riferiscono alle cassette del tipo C30, C60 e così via, senza precisare tale durata.

Infatti C30 significa che è possibile effettuare delle registrazioni per la durata di 30 minuti, C60 che tale durata si estende fino a 60 minuti, ossia un'ora, C120 a 120 minuti ossia due ore e così via.

Quando le suddette sigle sono fatte seguire dalle lettere HF, ciò significa che le cassette sono adatte per riproduzioni ad alta fedeltà.

Sig. B. FONTANA - Vicenza

Risponderò alla sua lettera, imbucata a Padova, direttamente e sulla rivista, purché invii l'indirizzo completo poiché è nostra regola non rispondere alle lettere i cui dati sono incompleti. In tale occasione Le potrò dimostrare che tutte le sue deduzioni sono errate.

Sig. F. MARCALLI - Novara
Tubi a raggi catodici

Le principali caratteristiche e le tabelle di equivalenza dei tubi a raggi catodici sono state pubblicate in un supplemento al N. 3/1975 di SELEZIONE RADIO-TV.

Può acquistarlo presso le sedi della GBC al prezzo di Lire 1.500 e qualora ne siano sprovviste, richiederlo direttamente alla nostra redazione.

Sig. F. CAPELLO - Genova
Amplificatori di grande potenza

Esistono in commercio amplificatori di potenza, già montati, adatti per impianti in locali di grandi dimensioni, come chiese ed officine e per la sonorizzazione di grandi spazi.

La figura 1 si riferisce ad un amplificatore Bouyer da 90 ÷ 120 W adatto per soddisfare le esigenze di riproduzione sonora in locali fino a 800 m², con due ingressi per microfono, uno per giradischi e un altro per pick-up o registratore, trasformabili in 4 ingressi microfonici. (codice GBC ZA/0120-02).

La figura 2 mostra un amplificatore della stessa casa (codice GBC ZA/0130-00) per potenze comprese fra 180 e 240 W, ingressi come il precedente, con circuito di protezione dello stadio finale mediante SCR. Esso è adatto per riproduzioni in grandi spazi. Infine la figura 3 si riferisce ad un amplificatore simile al precedente ma con potenza da 260 W a 480 W (codice GBC ZA/0132-02).

Tutti i suddetti amplificatori dispongono di commutatore che consente l'eli-

Fig. 1 - Amplificatore di potenza 90 ÷ 120 W, per chiese e locali rumorosi fino a 800 m², Bouyer ASN60 (GBC ZA/0120-02).

Fig. 2 - Amplificatore di potenza 180 ÷ 240 W per grandi spazi, modello AS 120 (GBC ZA/0130-00).

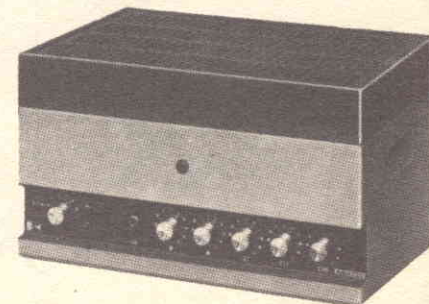



Fig. 3 - Amplificatore di grande potenza 260 ÷ 480 W per spazi grandissimi, ASN240 (GBC ZA/0132-02).

TABELLA 1			
Modello	**ASN 60**	**AS 120**	**ASN 240**
Distorsione alla potenza nominale	< 1%	< 1%	< 1%
Potenza	**90-120 W**	**180-240 W**	**260-480 W**
Curva di risposta lineare	40 ÷ 15.000 Hz	40 ÷ 15.000 Hz	40 ÷ 10.000 Hz
Rumore di fondo	< – 60 dB	< – 60 dB	< – 60 dB
Ingressi micro	2	2	2
Sensibilità	0,25 mV	0,25 mV	0,25 mV
Impedenza	200 Ω	200 Ω	200 Ω
Ingressi Pick-up	1	1	1
Sensibilità	150 mV	150 mV	150 mV
Impedenza	2 MΩ	2 MΩ	2 MΩ
Ingresso registratore	1	1	1
Sensibilità	250 mV	250 mV	250 mV
Impedenza	2 MΩ	2 MΩ	2 MΩ
Uscite registratore	250 mV max	250 mV max	250 mV max
Impedenza	33 kΩ	33 kΩ	33 kΩ
Uscita modulazione	1	1	1
Livello	775 mV	775 mV	775 mV
Impedenza	100 kΩ	100 kΩ	100 kΩ
Uscita altoparlanti	4-8-16 Ω	4-8-16 Ω	4-8-16 Ω
50 V	40 Ω	20 Ω	16 Ω
100 V	165 Ω	80 Ω	50 Ω
Comandi volume	1 Pick-up 2 Micro	1 Pick-up 2 Micro	1 Pick-up 2 Micro
Alti	1	1	1
Bassi	1	1	1
Alimentazione	110-220 Vc.a.	110-220 Vc.a.	110-220 Vc.a.
Assorbimento	130 VA	280 VA	400 VA
Dimensioni	422 x 297 x 174	422 x 297 x 190	422 x 297 x 235
Peso	13 kg	19 kg	23 kg

minazione dell'effetto Larsen e sono di costruzione modulare, che permette la sostituzione delle schede di preamplificazione con schede ad effetti speciali. Riportiamo in tabella 1 le caratteristiche dei tre amplificatori.

Sig. F. DE MARTINI - Milano

Misura di magneti permanenti (gaussmetri)

La misura dei magneti permanenti, compresi quelli dei relè, ed altresì la misura di densità di flusso dei traferri di indicatori del tipo d'Arsonval, campi magnetici dei motori, densità di flusso dei magnetron, dei traferri degli altoparlanti e di qualsiasi altro dispositivo in cui sia presente un campo elettromagnetico, anche alternato, in genere si esegue con i gaussmetri funzionanti sul principio dell'effetto Hall a cui Lei fa cenno. La premessa base di questo effetto si fonda essenzialmente sul principio che quando una corrente scorre lungo l'asse di un conduttore, o anche di un semiconduttore, a 90° da essa si sviluppa una tensione purché sia applicato un campo magnetico al piano della corrente.

La tensione di Hall è massima quando il campo è perpendicolare al piano dell'elemento, come mostra la figura 4. I semiconduttori sono di grande aiuto per la costruzione dei generatori di Hall. L'arseniuro di indio (InAs) ha, ad esempio, un coefficiente di temperatura molto basso, dell'ordine di 0,04% per grado centigrado e pertanto esso rappresenta l'ideale per essere impiegato in tale genere di generatori. I gaussmetri sono collegati tramite dei cavi flessibili a delle sonde che hanno forma differente a seconda del tipo di misura che si deve eseguire; si hanno pertanto le sonde piatte o trasversali, le

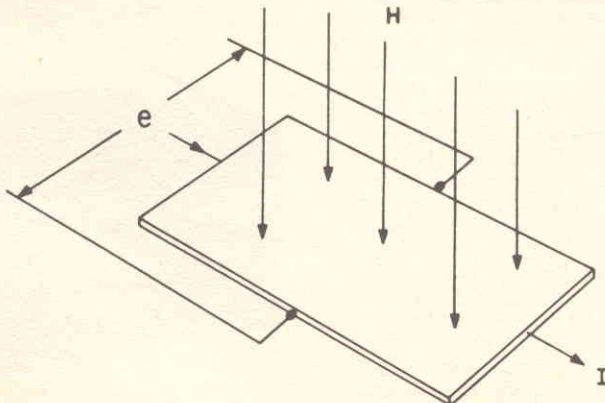



Fig. 4 - Relazione fra campo magnetico, corrente e tensione di Hall.

Fig. 5 - Gaussmetro RFL (Vianello) modello 750DR, in versione rack, con adattatore ID75.

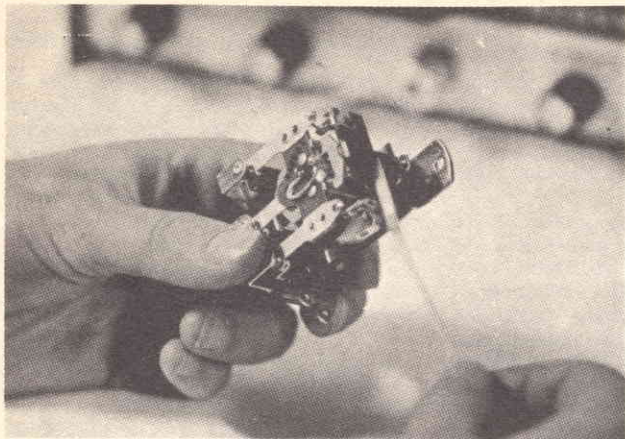



Fig. 6 - Sonda trasversale utilizzata per determinare le perdite nel campo di un relè.

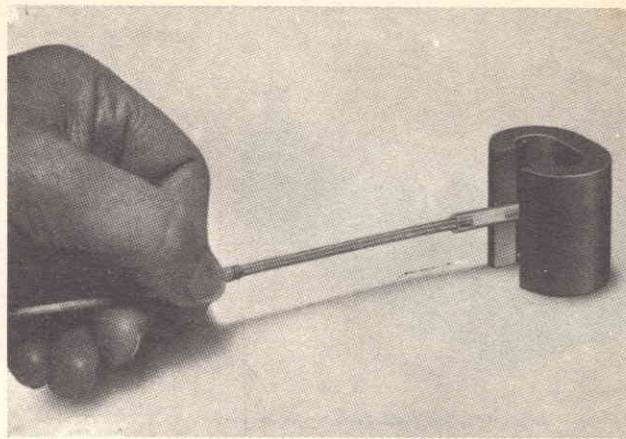



Fig. 7 - Sonda trasversale usata per la misura del campo in un magnete a C.

sonde piatte tangenziali, le sonde assiali, le sonde piatte differenziali, le sonde assiali differenziali eccetera.

La figura 5 si riferisce al gaussmetro 750 DR della RFL di Boonton (USA) *rappresentata in Italia dalla ditta Vianello. Questo modello, con indicazione digitale, incorpora un visualizzatore a 7 segmenti con letture a fondo scala di 10, 100, 1000, 10.000, 100.000 gauss. Le quattro portate inferiori hanno una sovraportata del 100% permettendo letture di 20, 200, 2000 e 20.000 gauss.*

La figura 6 mostra uno di questi apparecchi, con sonda trasversale impiegato per determinare le perdite magnetiche di un relè, mentre la figura 7, si riferisce ad una misura del campo in un magnete del tipo a C con una sonda trasversale.

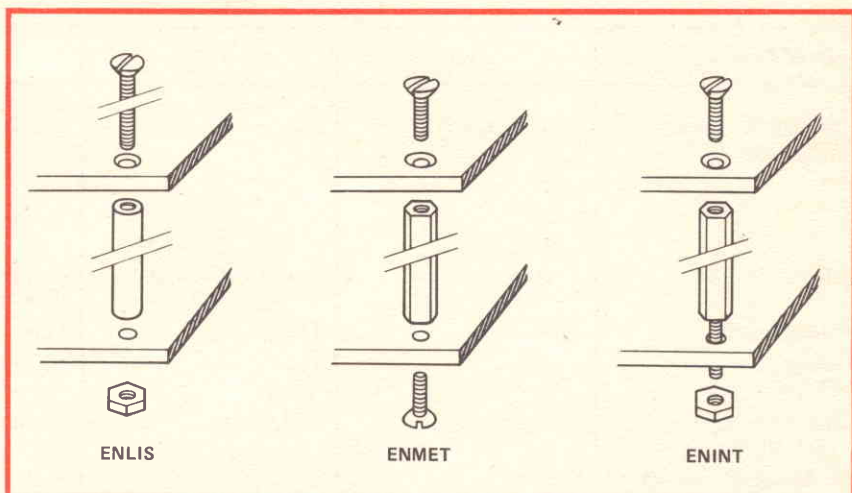



Fig. 8 - Distanziatori in ottone nichelato e nylon della ACCEL (GBC Italiana).

Sig. D. SCARAMUCCI - Bari
Distanziatori per circuiti stampati

Nel numero 16 di Attualità elettroniche, *della GBC è stata elencata una vasta serie di distanziatori sia di ottone che di nylon. La figura 8 illustra tre tipi differenti di questi distanziatori. Il tipo Enlis 2 è in ottone nichelato, diametro 6 mm in 21 lunghezze diverse, comprese fra 1 mm e 60 mm; il modello Enlis 3, pure in ottone nichelato e diametro esterno di 8 mm, in 19 lunghezze differenti fra 1 e 60 mm ed infine il modello Enlis 4, in nylon e diametro esterno di 6 mm, in 11 lunghezze differenti tra 1 e 20 mm.*

Sig. F. GARIBALDI - Imperia
Trasmissioni stampa e RTTY

La ricezione delle notizie stampa trasmesse dai servizi fissi non è libera perché esiste a questo riguardo il segreto professionale anche da parte di coloro che sono autorizzati a svolgere tale servizio. Non è neanche vero che siano autorizzati a tale genere di ricezione i radioamatori la cui attività deve essere limitata alle bande loro assegnate e tanto meno i CB.

Pertanto se gli organi di polizia, per un motivo qualsiasi, fossero in grado di stabilire che una persona non autorizzata riceve emissioni per le quali non ha la debita autorizzazione (comprese quelle di polizia, dei vigili del fuoco o di altro genere) possono sequestrare l'apparecchio e procedere a norma di legge nei confronti del detentore.

Sig. S. CARLETTI - La Spezia
Altoparlanti per chitarre elettriche

L'altoparlante AUDAX, modello SON 30 H, (codice GBC AC/3234-00), con potenza nominale 30 W, impedenza 8 Ω, frequenza di risonanza 90 Hz, è particolarmente studiato per essere utilizzato come woofer nelle casse acustiche pilotate da chitarre elettriche proprio in virtù della sua frequenza di risonanza. Le dimensioni massime sono di 310 x 135 mm, l'apertura del cono 290 mm ed il peso 3,1 kg (figura 9).

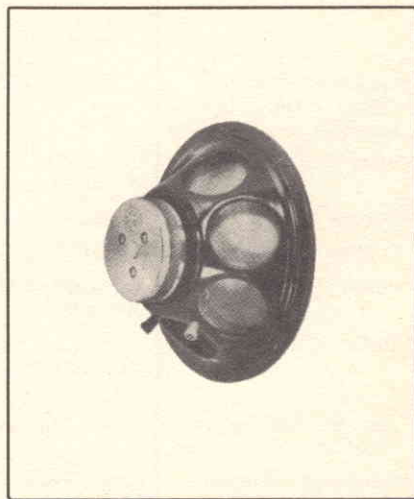



Fig. 9 - Altoparlante Audax modello SON 30 H (codice AC/3234-00), da 30 W per casse acustiche collegate a chitarre elettriche. Frequenza di risonanza 90 Hz.

Fig. 10 - Laser della GTE-Sylvania (Eldora 3s - Milano) modello 950 con frequenza sintonizzabile su 20 lunghezze d'onda differenti.

Sig. D. ORLANDINI - Roma
Laser del tipo CO_2

Anche in Italia sono ormai reperibili i Laser del tipo CO_2 *adatti per studio e per esperimenti di laboratorio, o per applicazioni nel campo industriale, medico, per lo studio della turbolenza dell'aria eccetera.*

La figura 10 si riferisce al modello 950 della GTE Sylvania sintonizzabile su 20 lunghezze d'onda differenti comprese fra 10,17 e 10,81 micrometri.

Il suo costo si aggira sui 17.000 dollari, ne esistono però dei modelli molto più economici. La tabella 2 illustra le caratteristiche di alcuni dei laser prodotti dalle GTE Sylvania la quale è rappresentata in Italia dalla ELDORA 3s, Via Ludovico da Viadana 9, 20122 Milano, alla quale può rivolgersi a nostro nome direttamente per informazioni.

Sig. D. MICHELI - Livorno
Schema elettrico ricevitore surplus 1161A

La figura 11 si riferisce allo schema elettrico del ricevitore del surplus BC 1161-A, *il quale copre la gamma 155 ÷ 200 MHz e che può essere usato per la ricezione delle onde marine e dei ponti radio e quindi, con una facile modifica, per la ricezione della gamma dei radioamatori 144 MHz.*

I tubi della serie VT sono facilmente sostituibili con altri della normale serie americana come indico qui di seguito.

1° ampl. AF = *6SH7;* 2° ampl. AF = *6SH7;* 1° riv. = *9006;* Osc = *VT94* = *6J5;* 1° ampl. MF = *VT.112* = *6AC7;* 2° ampl. MF = *6AC7;* 3° ampl. MF = *6AC7;;* 4° ampl. MF = *VT176* = *6AB7;* 5° ampl. AF = *6AB7;* 2° riv. = *VT90* = *6H6;* Ampl. video = *6SH7;* Ampl. usc. = *VT231* = *6SN7;* Ind. sint. =

TABELLA 2	941P	941S	948	950
Output Wavelength (microns)	10.6 (nominali)	10.6 (nominali)	10.6 (nominali)	Tunable over 20 wavelengths 950A, 10.171 — 10.812 μm 950B, 9.219 — 9.058 μm
Power Output	3 watts minimum 3.5 watts typical	3 watts minimum 3.5 watts typical	8 watts minimum 10 watts typical	5 watts minimum at 10 or more wavelengths
Mode Purity	TEM_{00}	TEM_{00}	TEM_{00}	TEM_{00}
Beam Diameter (e^{-1} field points)	4 mm	4 mm	4.5 mm	5 mm
Beam Divergence (full angle)	< 4 mrad	< 4 mrad	< 3.5 mrad	< 3.5 mrad
Polarization (E-Vector)	Vertical	Vertical	Vertical	Vertical
Amplitude Stability	10% long term (hours) 2% short term (min.)	5% long term 0.3% short term	5% long term 0.3% short term	5% long term 0.5% short term
Frequency Stability (Long Term: Hours)	Single transition	< 15 MHz ($5:10^7$); < 2 MHz with Auxiliary Model 750 cooling unit	< 15 MHz ($5:10^7$); < 2 MHz with Auxiliary Model 750 cooling unit	< 30 MHz ($1:10^6$); < 5 MHz with Auxiliary Model 750 cooling unit
Frequency Stability (Short Term: 0.1 Seconds)	< 3 MHz ($1:10^7$)	<30 kHz ($1:10^9$)	<30 kHz ($1:10^9$)	<50 kHz ($2:10^9$)
Wavelength Selection	Piezoelectric Tuning Available as Option	Piezoelectric Tuning Available as Option	Piezoelectric Tuning of > 5 transitions	Calibrated In-Cavity Diffraction Grating
Optical Cavity Length	45 cm	45 cm	77 cm	77 cm
Cooling Requirements	¼ GPM	¼ GPM	¼ GPM	¼ GPM
Power Requirements	115 volts, 50/60 Hz, 300 watts	115 volts, 50/60 Hz, 300 watts	115 volts, 50/60 Hz, 600 watts	115 volts, 50/60 Hz, 600 watts
Optical Cavity Mirrors	TR gold, 3 meter R.C. 80% reflecting GaAs flat	TR gold, 3 meter R.C. 80% reflecting GaAs flat	TR gold, 3 meter R.C. GaAs etalon output coupler	TR grating 70% reflecting GaAs, 3 meter R.C.
High Voltage Source Location	Power Supply	Power Supply	Laser Head	Laser Head
Hardware Included	Flow switch, Interlocks, Laser head and Power supply	Flow switch, Interlocks, Laser head and Power supply	Piezoelectric stack and power source, Current meter, Flow switch, Interlocks, Laser head and Power supply	Piezoelectric stack and power source, Calibrated grating, Current meter, Flow switch, Interlocks, Laser head and Power supply

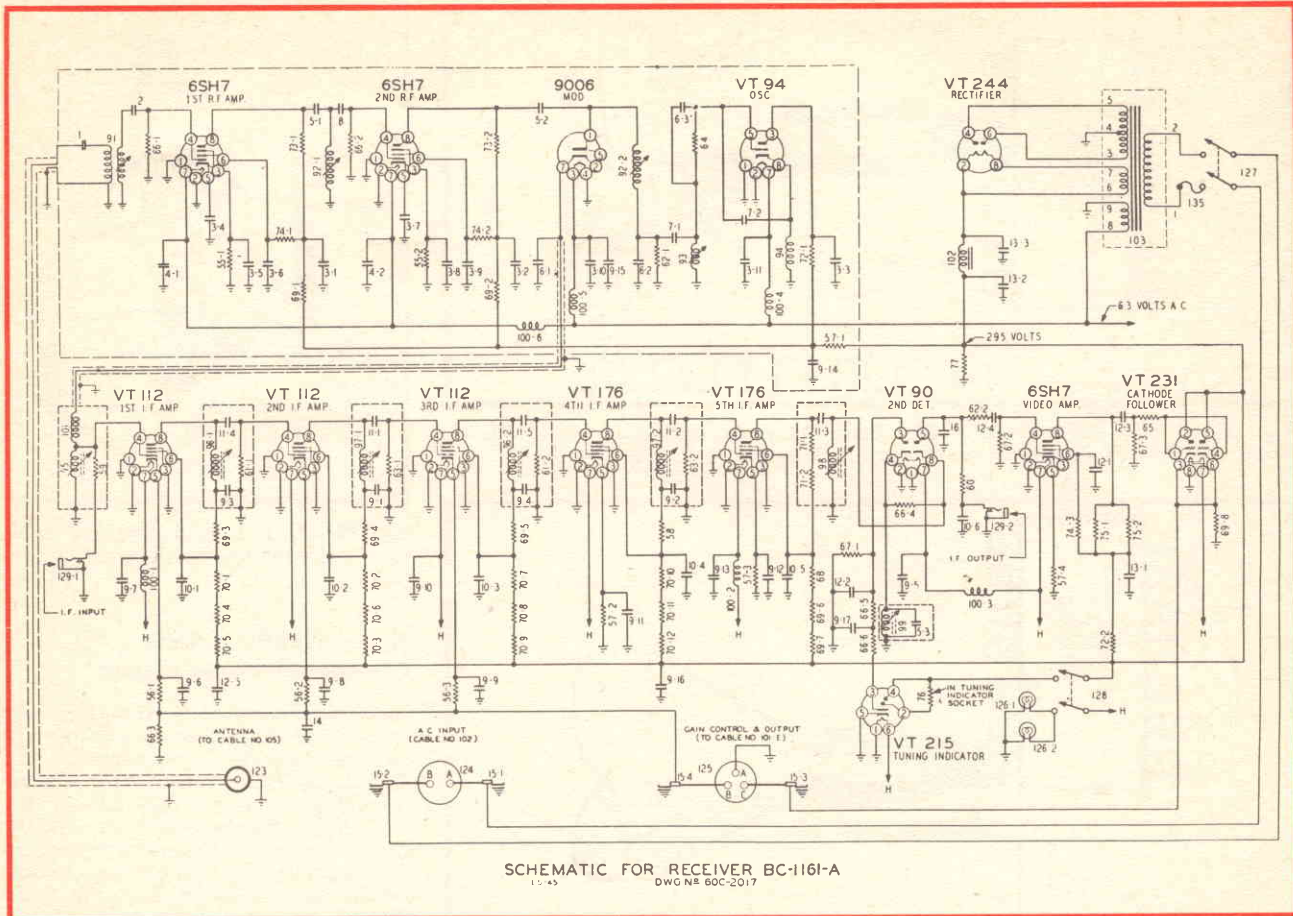



Fig. 11 - Schema elettrico originale dell'apparecchio del surplus BC-1161A - per la gamma 155 ÷ 200 MHz.

VT215 = 6E5G: raddr. = VT244 = 5U4G.

La figura 12 mostra le varianti che occorre eseguire in bassa frequenza, eliminando la valvola amplificatrice video 6SH7 e la finale VT 231.

Dietro rimessa del solito importo posso inviarle la descrizione in lingua inglese delle modifiche necessarie per adattare il ricevitore alla gamma 144 MHz.

Sig. D. SALA - Novara

Liquido per pulire i contatti

Per pulire in modo perfetto i contatti dei sintonizzatori, siano essi per ricevitori o televisori, è molto utile il Tun-O-Foam, Chemtronics *(codice GBC LC/0624-00) che elimina completamente i residui di olio, toglie lo sporco e le incrostazioni anche molto vecchie, come nel caso da Lei prospettato, dei contatti.*

Si tratta di un liquido speciale che agisce come un bagno ultrasonico senza causare vibrazioni intermittenti e che riporta i sintonizzatori nelle condizioni originali, lasciando le varie parti ed i contatti come nuovi.

E' dunque un liquido molto utile anche ai tecnici che debbano eseguire riparazioni a domicilio del cliente e che è eccellente anche per i meccanismi dei registratori e dei giradischi.

La fornitura è corredata da una piccola bombola ricaricabile. Per effettuare la ricarica è sufficiente togliere lo spruzzatore delle due bombole ed innestare le cannucce terminali una nell'altra per circa 30 secondi.

Il Tun-O-Foam è fornito in bombola spray da 640 g. Per conoscere il prezzo è necessario si rivolga direttamente ad un punto di vendita della GBC Italiana.

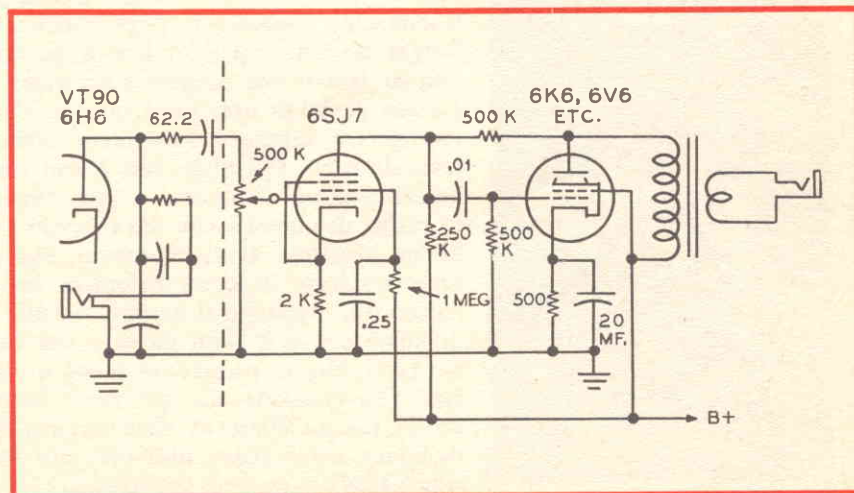



Fig. 12 - Modifica circuitale della sezione di bassa frequenza del ricevitore di cui alla figura 11.

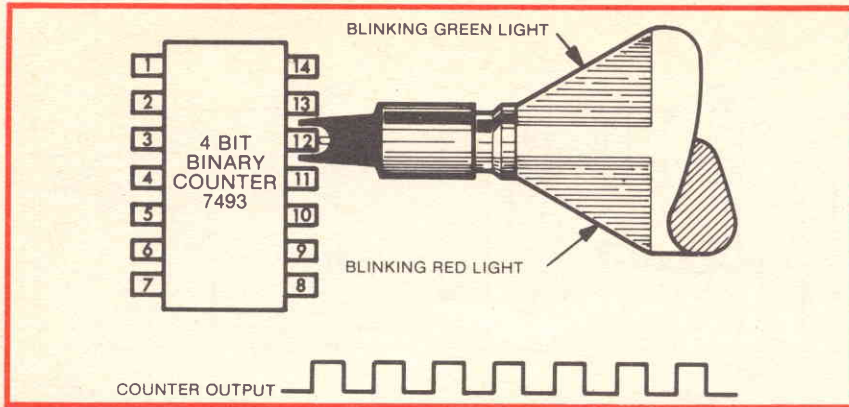



Fig. 13 - Il TTL Logic Probe P 6401 della Tektronix (Silverstar Ltd - Milano) per il controllo di qualsiasi tipo di circuito integrato.

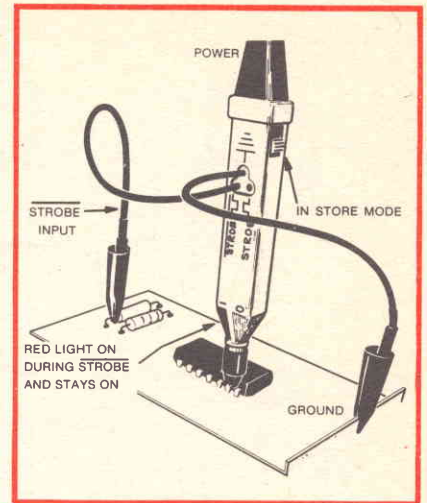



Fig. 15 - Il TTL Logic Probe P 6401, visto nel suo insieme durante un controllo.

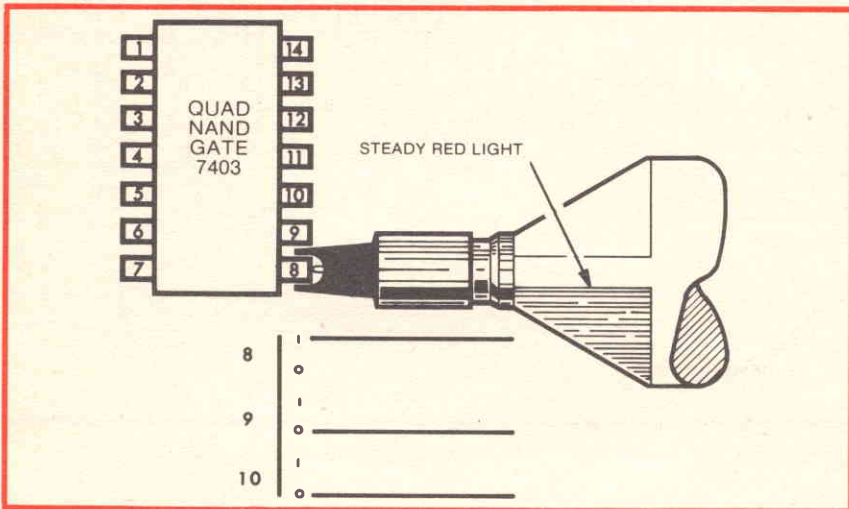



Fig. 14 - Il probe di cui alla figura 13 durante il controllo dell'uscita di un NAND gate.

Sig. D. FIERRO - Napoli
Controllo dei circuiti integrati

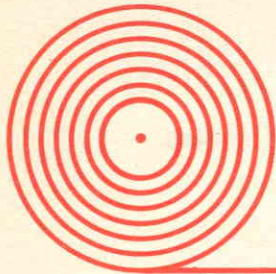
Un interessantissimo strumento che consente di controllare qualsiasi tipo di circuito integrato è rappresentato dal TTL Logic Probe P 6401 *della* Tektronix *del quale avremo occasione di parlare più dettagliatamente in un articolo. Comunque può chiedere informazioni più dettagliate, a nostro nome, rivolgendosi alla Silverstar, Ltd, Via Gracchi, 20 Milano.*

Le figure 13 e 14 illustrano rispettivamente il P 6401 utilizzato per controllare un contatore binario e l'uscita di un NAND gate, mentre la figura 15 si riferisce allo stesso apparecchio visto nel suo insieme.

GIOVANNI BORGHI

Dicono che Giovanni Borghi avesse una spalla più bassa dell'altra. L'immagine simboleggia il peso della borsa contenente gli utensili che Borghi giovane, operaio, soleva portare a tracolla. L'inizio della sua vita di lavoro era proprio stata così: idraulico riparatore a domicilio. La sua genialità uscì fuori quando l'umile Italia, subita la procella di una guerra inutile e forsennata, rimboccò le maniche per ricostruire tutto da capo. Chi visse quei giorni ricorda il fervore delle opere come un'età dell'oro. Avessimo avuto cinquanta Borghi, non uno solo, con la carica di umanità che dava lievito e valore e significato alle imprese. Se ne avessimo avuti cinquanta, che coprissero la penisola, oggi non saremmo forse nelle condizioni in cui siamo. Ma tutto ha un termine. Anche lui, raggiunto il vertice, si cullò un poco nella propria immagine di uomo che si è fatto da sè e che tutto può. L'immagine della borsa dei ferri dileguò per lasciar posto a quella del «Compro io, quanto costa?» La citazione che qui viene fatta, non vuole essere tuttavia una critica ma un'affettuosa rimembranza del Borghi nella pura dimensione di uomo, come siamo tutti noi, con luci e ombre. Di lui restano altissimi valori: le opere e l'esempio.

R.C.

Chi desidera inserire avvisi, deve scrivere alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.
La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

● **CERCO** impiego fuori dalla Sicilia presso industria o laboratorio serio, come radiotecnico - TV, oppure come cineoperatore, essendo regolarmente munito di autorizzazione.
Giovanni Prinzi - Via S. Pantaleo, 29 - 91022 Castelvetrano

● **CERCO** schemi di radio riceventi, trasmittenti e ricetrasmettitori per CB 27 MHz 23 canali FM 142 ÷ 174 MHz. Schemi per costruzione di un lineare di alta potenza 80 W output, 150 W output, (SSB) 200 W AM, 400 W SSB.
F. Amatore Lerchenberg, 19 - 8046 ZURIGO (Svizzera)

● **CERCO** seria ditta per la quale eseguire montaggi elettronici su c.s. e non.
Se necessario anche collaudo e riparazioni.
Giovanni Pasetti - Via Ardigò, 7 - 46012 Bozzolo

● **CERCO** numeri o annate prebelliche de «Il Radiogiornale» - Numeri o annate 1953-56-57 di «Radiorivista». Apparati anche demoliti, parti, valvole, micro, cuffie libretti di istruzioni del surplus tedesco. Radio a pile a valvole con tubi serie europea; Brans Vademecum - Dettagliare stato del materiale e richieste.
Paolo Baldi I3JY - Via Defregger, 2/A/7 - 39100 Bolzano - Tel. (0471) 44328

● **CERCO** i seguenti libri:
- «Il transistore? E' una cosa semplicissima» di E. Aisberg ed. Il Rostro.
- «Riparazione TV» di A. Levy - M. Frankel ed. CELI.
- «La riparazione dei televisori a transistori» di R. Rosati ed. CELI.
- «Riparazione dei ricevitori a transistori» di S. Libes ed. CELI.

Francesco Daviddi - Via Ricci, 5 - 53045 Montepulciano

● **OFFRO** ricevitore Barlow Wadley XCR-30 copertura continua 0,5 ÷ 30 MHz; nuovo, imballato L. 200.000.
- Demodulatore per telescrivente multishift a tubo atto alla ricetrasmissione ad ogni velocità; nuovo e imballato L. 150.000.
- Telescrivente Olivetti T2CN, ultimo modello già predisposta per ricetrasmissione via radio; demodulatore perfetto funzionante L. 150.000.

Luigi Moro - Via Berni, 18 - 37100 Verona - Tel. (045) 33719 (solo sabato).

● **OFFRO** 32 numeri di «Le Haut Parleur» 1973-1975 di 500 pag. cad. compresi numeri speciali (alta fedeltà, registrazione ecc.) Lire 10.000 + spese postali.
- 20 numeri «Toute l'Electronique» 1973-1975 Lire 5.000 + spese postali.

Paolo Solari - presso Sperimentare - Via P. Da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello Balsamo

● **OFFRO** bellissimo foglio completo State of Oman, serie animali, totale n. 20 francobolli L. 12.000.
- Magnifiche serie dello Stato di Fujera (Arabia), posta aerea, n. 5 francobolli giochi invernali preolimpici 1976, 10 francobolli campionati foot-ball Monaco 1974, 6 francobolli gioco scacchi, 5 francobolli serie fiori, le quattro serie L. 8.000.
- 18 foglietti del Nagalnd, Dhufar, Oman (Arabia) più 13 foglietti del Fujera, giochi olimpici Monaco 1972, 6 foglietti sui cani di Ajman L. 5.000.

Pierini Santo - Presso Sperimentare - Via P. Da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello Balsamo

● **OFFRO** montaggi su circuito stampato:
- Temporizzatore L. 3.000 - Sirena elettronica 300 mW L. 2.000 - Provaquarzi CB L. 2.500 - Preamplificatore d'antenna L. 2.500 - Spedisco elenco completo dei montaggi e relativi prezzi dietro invio di L. 150 in francobolli - Schemi di amplificatori a valvola di qualsiasi potenza L. 1.000 cad. Spese postali a carico del destinatario.

Piero Maccaglia - Via Galeasse - 05020 Castel Dell'Aquila

● **OFFRO** corso completo radio MF corredato di testi e strumenti - Prezzo riferito al 1970.
Zappalà - Via Schiavone, 7 - 35100 Padova

● **OFFRO** serie completa testi IBM (Assembler, Fortran, Cobol, Dos ecc.) originali irreperibili sul mercato. Prezzo assoluta occasione.
Ciocca - Via Schiavone, 7 - 35100 Padova

● **OFFRO** le seguenti riviste di elettronica in ottimo stato:
- 15 fascoli di Elettronica pratica dal 10/73 al 12/74 L. 8.000.
- 14 fascoli di Radio elettronica dall'11/73 al 12/74 L. 10.000.
- Numeri 3 a 12 (escluso il n. 8) 1974 di Radiorama L. 3.000.

Tutti i succitati 48 fascicoli L. 20.000 + spese postali.
Fascicoli in regalo a coloro che ritireranno personalmente il materiale.
Ernesto Bignotti - Via Monte Cinto, 17 - 35031 Abano Terme

● **OFFRO** annate delle seguenti riviste:
- Sperimentare 1968 - 1969 (escluso il n. 1) 1970 (solo n. 1-2-10-11-12) L. 7.000.
- Sperimentare-Selezione Radio TV 1971, 1972 e 1973 (escluso il n. 9) L. 15.000.
- CQ elettronica 1967 (solo n. 2-3-4-9-10-11), 1968 (solo 1-9-10-11-12) 1969, 1970, 1971, 1972 (escluso il n. 5) L. 28.000. Spedizione contrassegno.

Mario Borghini - Via Adige, 51 - 58100 Grosseto.

● **OFFRO** annata completa 1974 di Elettronica Oggi al miglior offerente.
Luigi Zippo - Via Marchese di Montrone, 103 - 70122 Bari

● **OFFRO** ricevitore Sony TR1300 1,5 kHz ÷ 30 MHz copertura continua Stadio AF - FET. Ottimo per i 27 MHz. Come nuovo. Vera occasione. Alimentazione c.c. - c.a. L. 80.000.
Franco Giuseppe - Via Massena, 91 - 10128 Torino

● **OFFRO** radiotelefono CB Zodiac M5026 24 canali 5 W
- 4 mesi di vita - ottimo funzionamento L. 125.000.
- Alimentatore ZG6/20V - 2A eccezionale stabilità L. 17.000.
- Rosmetro Zodiac nuovo L. 12.000.
- Antenna ground plane L. 12.000.
- Cavo + 4 spinotti L. 4.000.

Il tutto in blocco (costato L. 230.000) per L. 170.000.
Federico Borghi - Via A. Palladio, 27 - 31029 Vittorio Veneto - Tel. 59.170 ore pasti

● **OFFRO** fonovaligia come nuova alimentata in c.a. con corredo di una trentina di dischi di canti di montagna ed altri di musica leggera + macchina fotografica Kodak Instamatic nuova il tutto L. 30.000.
A parte grande conchiglia epoca mare ad Asti al miglior offerente - offerta base L. 50.000.
Franco Giuseppe - Via Massena, 91 - 10128 Torino - Tel 50.16.71

FT 224

SOMMERKAMP®

2 Meter 24 Channel Transceiver

The FT 224 is an advanced solid state transceiver with 10 Watts and 23 Channels, plus one priority channel, all in one a compact package. It includes a built-in tone burst for all 11 repeater channels. Additional features are automatic high VSWR - protection of the final output transistor and reverse power line polarity protection. The FT224 comes complete with built-in speaker, mobile mouting bracket and dynamic microphone.

Receiver

Frequency Range: 144 - 146 MHz

Number of Channels: 23 + 1 priority channel all with crystals

Frequency: All european repeater Channels: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10; all crystals for direct operation on this channel without repeater, 4 mobile channels 145, 500, 525, 550, 575.

Operation Mode: FM;

Frequency Stability: 0,001%;

Power Source: 13.5 V;

Antenna Impedance: 50 Ohm unbalanced;

Circuitry: 30 transistor 23 Diodes, 4 IC s, 5 FET;

Power Requirement: 0,4 A receive, 2.2 A transmit;

Receiver Sensitivity: 0.3 µV for 20 dB SN;

Selectivity: 15 kHz at 6 dB, 25 kHz at 60 dB;

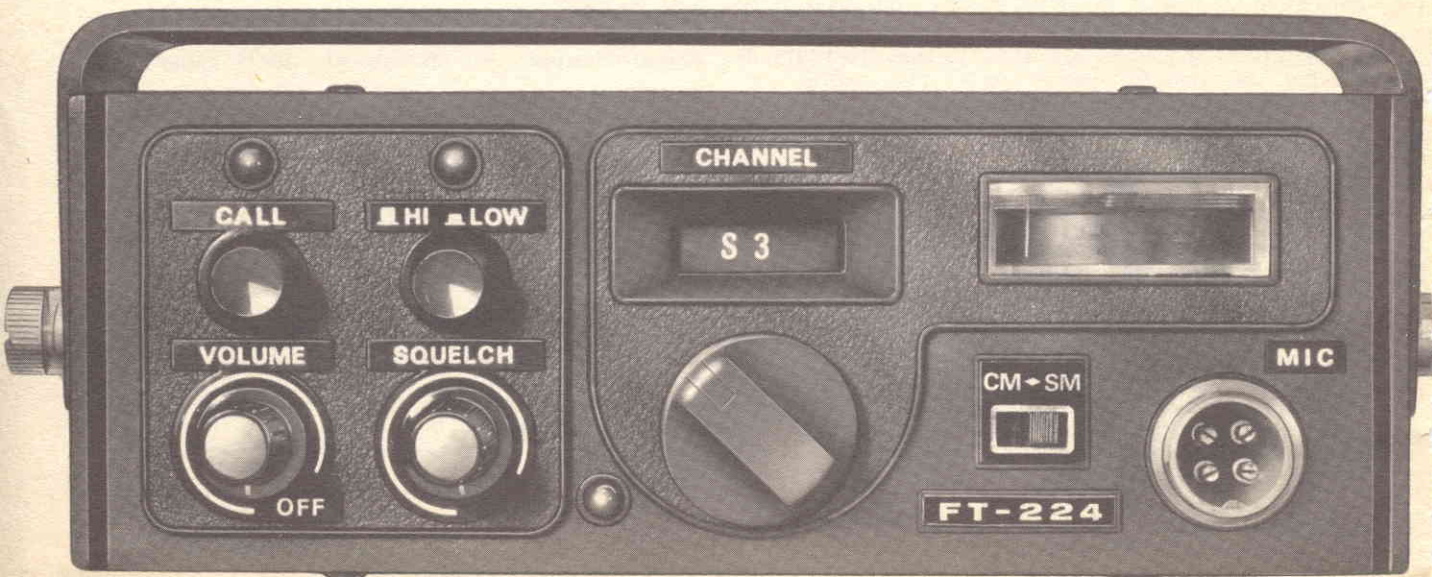
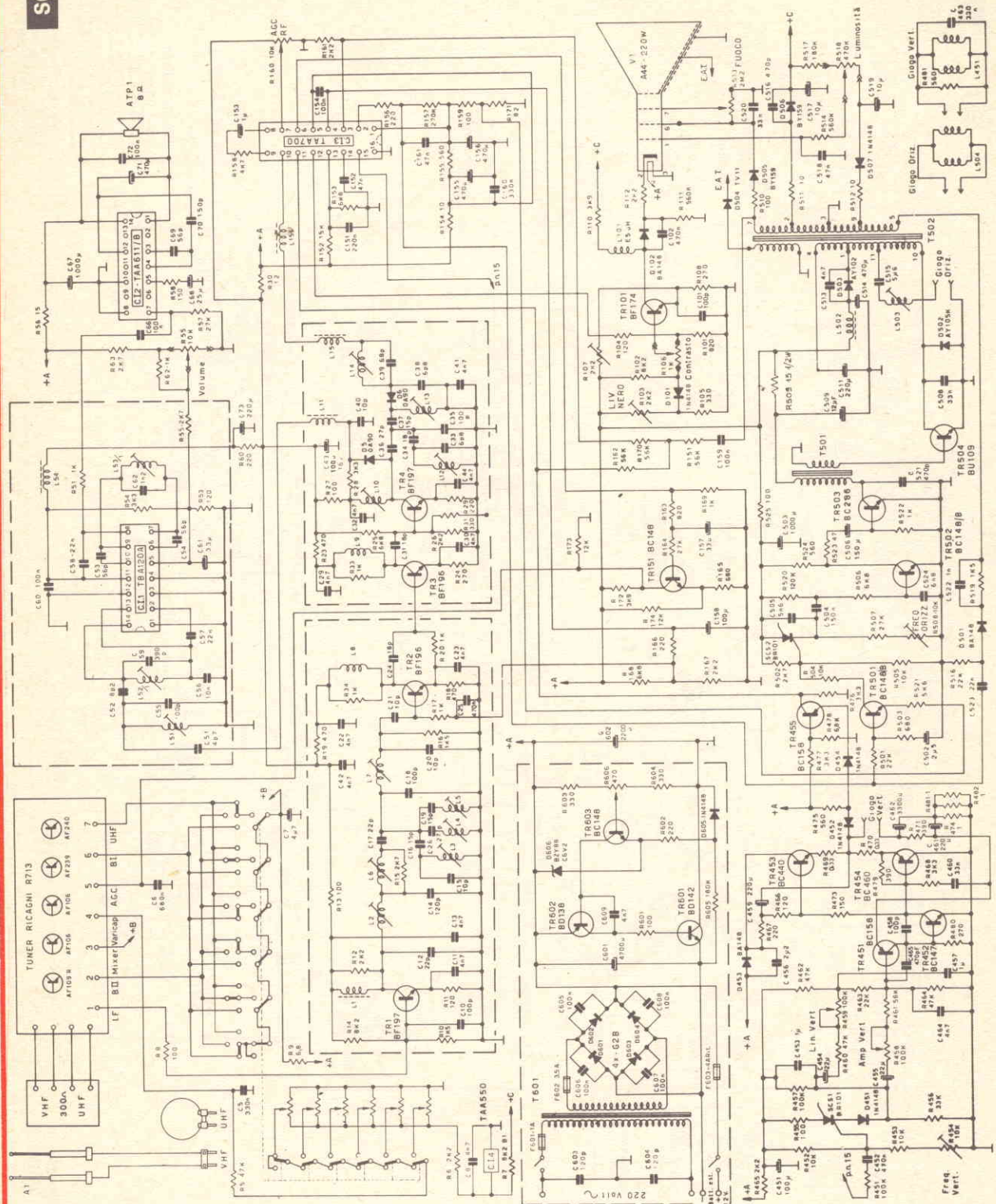
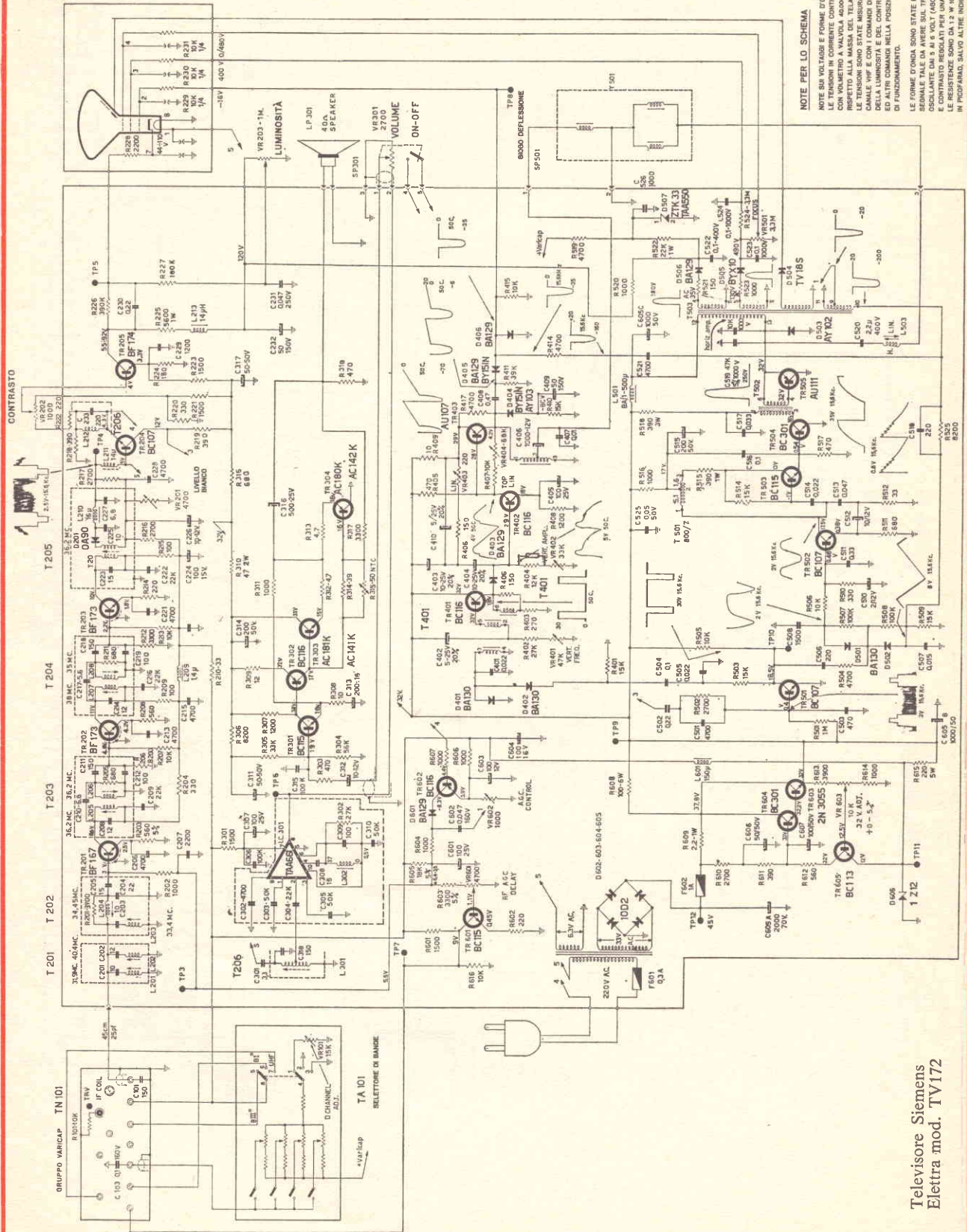
Audio Output: 2.5 Watt at 4 Ohm;

Transmitter

RF Output: 1 or 10 Watt;

Deviation: + 5 kHz normal;

Dimensions: 180 x 70 x 220 mm; Weight: 2.5 kg.

in vendita presso tutte le sedi

Televisore Emerson schema n. 53870220.

Televisore Siemens
Elettra mod. TV172

Tutte le tensioni e le correnti sono misurate con segnale VHF, contrasto massimo e luminosità minima, tensione di rete 220V, con voltmetro a valvola.

Televisore Minerva mod. Icaro.

Televisore Autovox mod. 392 da 12".

1

8+8 W
Amplificatore stereo
Sony mod. TA70
Sintonizzatore AM-FM
Sony mod. ST70
2 casse acustiche da 10W
Sony mod. SS70
L. 225.000

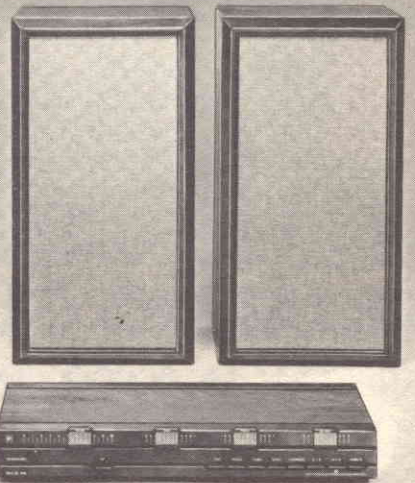
Combinazioni

7

15+15 W
Amplificatore stereo
con cambiadischi a 4 velocità
GBC mod. ZA/0819-02
2 casse acustiche da 15W
GBC mod. AD/0682-00
L. 129.000

8

7+7 W
Amplificatore stereo
GBC mod. ZA/0806-00
Cambadischi a 4 velocità
Elac mod. 161
2 casse acustiche da 10W
GBC mod. AD/1070-00
L. 99.000

3
20+20 W
Amplificatore stereo
GBC mod. ZA/0817-00
Cambiadischi a 4 velocità
BSR mod. Mc. Donald 510
2 casse acustiche da 40W
GBC mod. AD/1310-00
L. 215.000
2
22+22 W
Amplificatore stereo
Sony mod. TA1066
Cambiadischi a 4 velocità
BSR mod. Mc. Donald 510
2 casse acustiche da 30W
Audax mod. Eurytmique 30
L. 349.000
bi-fi
4
20+20 W
Amplificatore stereo
B & O mod. Beolab 1700
Cambiadischi a 4 velocità
BSR mod. Mc. Donald 510
2 casse acustiche da 40W
GBC mod. AD/1310-00
L. 329.000
5
11+11 W
Amplificatore stereo
Sony mod. TA88
Cambiadischi a 4 velocità
BSR mod. Mc. Donald 510
2 casse acustiche da 20W
Audax mod. Eurytmique 20
L. 259.000
6
20+20 W
Sintoamplificatore stereo
B & O mod. Beomaster 901
Cambiadischi a 4 velocità
BSR mod. Mc. Donald 501
2 casse acustiche da 40W
GBC mod. AD/1310-00
L. 399.000
in vendita presso le sedi G.B.C.

QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA** ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE?
Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.
INNANZITUTTO I CORSI

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO

**Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni (e senza aumento di spesa), i materiali necessari alla creazione di un completo laboratorio tecnico. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola a Torino, per un periodo di perfezionamento.
Inoltre, con la SCUOLA RADIO ELETTRA potrete seguire anche i**

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE **e i modernissimi corsi di LINGUE.**

Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO-PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO.
Particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

CORSO-NOVITÀ (con materiali)
ELETTRAUTO.
Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile é arricchito da strumenti professionali di alta precisione.

POI, I VANTAGGI
- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la **SCUOLA RADIO ELETTRA** rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori.
Richiedetela, gratis e senza impegno, inviandoci il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa.
Scrivete alla:

Scuola Radio Elettra
Via Stellone, 5/783
10126 Torino

dolci advertising